

VŠB – Technická Univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Laboratorní napájecí zdroj s předregulátorem
Laboratory Power Supply with Pre-Controller

2017

Bc. David Spurný

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. David Spurný**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2612T003 Aplikovaná elektronika
Téma: **Laboratorní napájecí zdroj s předregulátorem**
Laboratory Power Supply with Pre-Controller
Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte teoretický rozbor vybraných topologií spínaných a lineárních zdrojů.
2. Navrhněte a realizujte vybraný výkonový obvod laboratorního zdroje.
3. Navrhněte řídicí systém pro výkonový obvod laboratorního zdroje.
4. Ověřte měřeními funkčnost laboratorního zdroje.

Seznam doporučené odborné literatury:

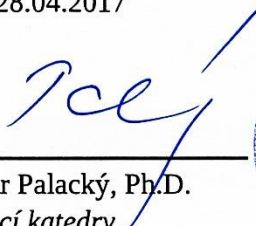
Podle pokynů vedoucího závěrečné práce.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí diplomové práce: **Ing. Martin Sobek, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2016

Datum odevzdání: 28.04.2017


doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry




prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně.

Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 28. 4. 2014

David Štěrba
.....
Podpis autora

Poděkování

Rád bych poděkoval svému vedoucímu diplomové práce Ph.D. Martinu Sobkovi. Ing. Za jeho užitečné rady, podnětné náměty a hlavně za věnovaný čas strávený při konzultacích. Dále bych rád poděkoval panu Ing. Petru Chamrádovi rovněž za věnovaný čas při konzultaci nad prací a za jeho užitečné rady a náměty.

Můj další dík chci věnovat členům katedry Elektroniky za jejich profesní přístup a vzdělávání studentstva. Nakonec bych poděkoval své rodině, přátelům a kolegům, kteří mi byli cennou oporou a tvůrci dobrého prostředí během mého studia.

Abstrakt

Cílem této diplomové práce je návrh a realizace regulovaného zdroje o výkonu do 300 W. Při návrhu zdroje se využívá jak teorie DC/DC měničů, ale i teorie lineárních zdrojů.

V první části je rozpracován teoretický rozbor DC/DC měničů i lineárních zdrojů včetně rozdělení stabilizačních obvodů. Druhá část pojednává o návrhu zdroje od vstupního transformátoru až po lineární regulátor na jeho výstupu. Třetí část pojednává o softwarové realizaci pro modul, jenž tento zdroj řídí. V poslední části je tento zdroj testován a měřením ověřena jeho funkčnost

Klíčová slova

Laboratorní zdroj, zdroj, měnič DC/DC, předregulátor, lineární zdroj, stabilizátor, napájecí, univerzální, výkonný

Abstract

Purpose of this Dissertation thesis is design and construction of power source up to 300 W. In the theory of design is used theory of DC/DC choppers, but also theory of linear sources.

First part of thesis is concipied as an analysis of DC/DC choppers and linear sources including theory of stabilizer circuits. Second part is about design of power supply from input transformer to linear linear regulated source as an output. Thir part reveals software realization for module which drives this source. In the last part, the power supply is tested and verified its function via measuring.

Key words

Laboratory Source, Supply, DC/DC Chopper, Pre-Controller, Linear supply, Stabilizer, Supply, Univerzal, Power

Seznam použitých zkratk

<i>Veličina</i>	<i>Popis, vysvětlení</i>
A/D	Převod analogového signálu na digitální
AC	Střídavý
BO	Budicí obvod
C	Kondenzátor
D/A	Převod digitálního signálu na analogový
D	Dioda
DC	Stejnoseměrný
I/U	Převod proudu na napětí
L	Indukčnost
MOSFET	Tranzistor se strukturou MOS
OrcAD/PSpice	Simulační software
PWM	Pulzně šířková modulace
Q, T	Tranzistor
R	Rezistor
R _p	Proporcionální regulátor
R _{PI}	Regulátor s proporcionálním i integračním členem
S	Spínací prvek
ZD	Zenerova dioda

Seznam použitých symbolů a fyzikálních veličin

<i>Veličina</i>	<i>Popis, vysvětlení</i>	<i>Jednotka</i>
A	Zesílení operačního zesilovače	[-]
C	Kapacita	[F]
C _{out}	Výstupní kapacita	[F]
f	frekvence	[Hz]
h _{21e}	Zesílení tranzistoru	[-]
I _c	Kolektorový proud	[A]
I _{cvyp}	Vypínací proud na kondenzátoru	[A]
I _{czap}	Zapínací proud na kondenzátoru	[A]
I _{dmax}	Maximální proud procházející diodou	[A]
I _{dRMS}	Efektivní hodnota proudu procházející diodou	[A]
I _F	Propustný proud	[A]
I _{FAV}	Střední hodnota propustného proudu	[A]
I _{FRMS}	Efektivní hodnota propustného proudu	[A]
I _{IN}	Vstupní proud	[A]
I _{Lvyp}	Vypínací proud procházející tlumivkou	[A]
I _m	Měřený proud v obvodě	[A]
I _M	Proud procházející meziobvodem	[A]
I _{OUT}	Výstupní proud	[A]
I _T	Proud procházející bipolárním tranzistorem	[A]
I _{vyp}	Vypínací proud	[A]
I _{zap}	Zapínací proud	[A]
k	korekční činitel	[-]
L	Indukčnost	[H]
L _{0max}	Maximální indukčnost tlumivky	[H]
L _{0min}	Minimální indukčnost tlumivky	[H]
P _{COND}	Výkon při vedení na tranzistoru	[W]

Seznam použitých zkratk, symbolů a fyzikálních veličin

P_d, P_D	Ztrátový výkon	[W]
P_T	Ztrátový výkon bipolárního tranzistoru	[W]
q	Činitel vyhlazení	[-]
R	Elektrický odpor	[Ω]
R_d, r_d, R_T	Diferenciální propustný odpor	[Ω]
R_{thc-a}	Tepelný odpor mezi pouzdem a okolním prostředím	[°C/W]
R_{thc-h}	Tepelný odpor mezi pouzdem a chladičem	[°C/W]
R_{thh-a}	Tepelný odpor mezi chladičem a okolním prostředím	[°C/W]
R_{thj-c}	Tepelný odpor mezi PN přechodem a pouzdem	[°C/W]
R_z	Zatěžovací odpor	[Ω]
T	Délka pulzu	[s]
T_a	Teplota okolí	[°C]
T_{cond}	Doba vedení	[s]
T_j	Teplota PN přechodu	[°C]
T_{jmax}	Maximální teplota PN přechodu	[°C]
t_{off}	Doba vypnutí	[s]
t_{on}	Doba zapnutí	[s]
t_{rr}	Doba náběžné hrany	[s]
T_{sw}	Doba spínání	[s]
U_{AVGmin}	Minimální střední hodnota napětí	[V]
U_{br}	Hodnota zvlněného napětí	[V]
U_{cc}	Napájecí napětí	[V]
U_{CE}	Závěrné napětí kolektor – emitor	[V]
U_{CESAT}	Saturační hodnota napětí kolektor – emitor	[V]
U_{DS}	Napětí drain – source	[V]
U_e	Napět'ová odchylka	[V]
U_F	Propustné napětí	[V]
U_{IN}	Vstupní napětí	[V]
$U_{L vyp}$	Vypínací napětí na tlumivce	[V]
$U_{L zap}$	Zapínací napětí na tlumivce	[V]
U_m	Měřené napětí	[V]
U_M	Napětí v meziobvodu	[V]
U_{OUT}	Výstupní napětí	[V]
U_R	Reversní napětí v nepropustném směru diody	[V]
U_{sek}	Napětí na sekundárním vinutí transformátoru	[V]
U_T, U_{t0}	Úbytek napětí na tranzistoru	[V]
U_{vst}	Vstupní napětí	[V]
VAC	Střídavé napětí	[V]
VDC	Stejnoseměrné napětí	[V]
z_{out}	Amplituda základní harmonické pilového průběhu	[%]
δ_{min}	Minimální činitel plnění impulzu	[-]
δ_{max}	Maximální činitel plnění impulzu	[-]
ΔI	Zvlnění proudu	[A]
ΔI_L	Zvlnění proudu tlumivkou	[A]
ΔT	Rozdíl teplot	[°C]
ΔU	Zvlněné napětí	[V]

Obsah

Úvod	9
1. Teoretický rozbor vybraných topologií spínaných a lineárních zdrojů	10
1.1. Snižující DC/DC měnič	10
1.2. Zvyšující DC/DC měnič	11
1.3. Společné zapojení obou měničů	12
1.4. Lineární zdroje	14
1.4.1. Parametrické stabilizátory	15
1.4.2. Stabilizátory se zpětnou vazbou	15
1.4.3. Tříbodové stabilizátory napětí	15
2. Návrh a realizace výkonného obvodu laboratorního zdroje	17
2.1. Obvodová koncepce	17
2.2. Návrh a výpočet vstupního transformátoru	18
2.3. Návrh a výpočet můstkového usměrňovače	18
2.4. Návrh a výpočet kondenzátorové baterie	19
2.5. Návrh a výpočet předregulátoru	20
2.5.1. Výpočet a volba unipolárních tranzistorů	20
2.5.2. Výpočet a volba tlumivky	21
2.5.3. Výpočet a volba rychlých diod	22
2.5.4. Návrh RC snubberu	22
2.5.5. Návrh budicích obvodů	23
2.5.6. Snímání proudu	23
2.5.7. Snímání výstupního napětí	24
2.5.8. Návrh a výpočet chlazení	25
2.2.1. Návrh výstupního filtru	26
2.6. Návrh lineární regulátoru	26
2.6.1. Volba výkonových prvků	27
2.6.2. Návrh napěťové regulace	27
2.6.3. Návrh proudové regulace	28
2.6.5. Výběr D/A převodníku	29
2.6.6. Chlazení výkonových prvků	29
2.7. Realizace zapojení	30
2.7.1. Realizace zapojení předregulátoru	30
2.7.2. Realizace zapojení lineárního regulátoru	31
3. Řídicí systém pro výkonový obvod laboratorního zdroje	33

3.1.	Modul FRDM KL25Z	33
3.2.	Realizace programu	35
3.3.	Řízení obvodu v prostředí FreeMASTER	36
4.	Ověření funkčnosti zdroje	38
4.1.	Měření zatěžovacích charakteristik zdroje	39
4.2.	Výpočet výkonů zdroje.....	45
Závěr.....		48
Seznam použité literatury:		49

Přílohy

- Příloha na CD-ROM obsahující diplomovou práci, anotaci ve formátu .pdf, .docx, dokumentaci zapojení v programu EAGLE a vývojový software který byly použit pro vznik diplomové práce.
- Dokumentace zapojení a návrh desek plošných spojů předregulátoru a lineárního regulátoru.

Úvod

Úkolem této diplomové práce je návrh a realizace laboratorního zdroje. Tento zdroj má příliš specifické parametry, aby se dal koupit v běžných tuzemských i zahraničních internetových portálech. Zdroj je navržen pro maximální výkon 300 W, s maximálním napětovým výstupem 200 V. Zdroj je plně regulovatelný v celém rozsahu, a to umožňuje jeho univerzální použití. Maximální proud, který dokáže zdroj poskytnout při nižším napětí, je dimenzován na 10 A. Vzhledem k těmto parametrům dimenzování zdroje můžeme usoudit, že se jedná zároveň o poměrně výkonný zdroj s plynulou regulací s všestranným užitím, jejichž nabídka na trhu je minimální, jelikož parametry tohoto zdroje jsou příliš specifické.

V první části této práce rozebírám teorii snižujících a zvyšujících měničů, jejich základní zapojení, schéma a principiální funkci. Dále se zabírám teorií lineárních zdrojů, jak vypadá jejich struktura funkce a ostatní náležitosti při návrhu tohoto typu zdrojů. Tento teoretický rozbor je důležitý z důvodu praktické realizace tohoto zdroje na základě vypracovaného teoretického rozboru.

V druhé části je pojednáváno o samotném návrhu a výpočtech laboratorního zdroje. Jsou rozebrány jednotlivé bloky, z nichž se zdroj skládá. Zdroj má na vstupu transformátor s filtrovaným usměrňovačem, jenž má za úkol poskytnout ideální vstupní stejnosměrné napětí zdroje. Samotný zdroj je pak tvořen společným zapojením snižujícího a zvyšujícího DC/DC měniče tvořící předregulační obvod. Výstupem předregulačního obvodu je lineární regulátor. Jedná se o zapojení, které má za úkol udržet konstantní hodnotu napětí a proudu (když je omezování proudu aktivní) při změnách vstupního napětí, výstupního proudu nebo vlivem tepelných změn.

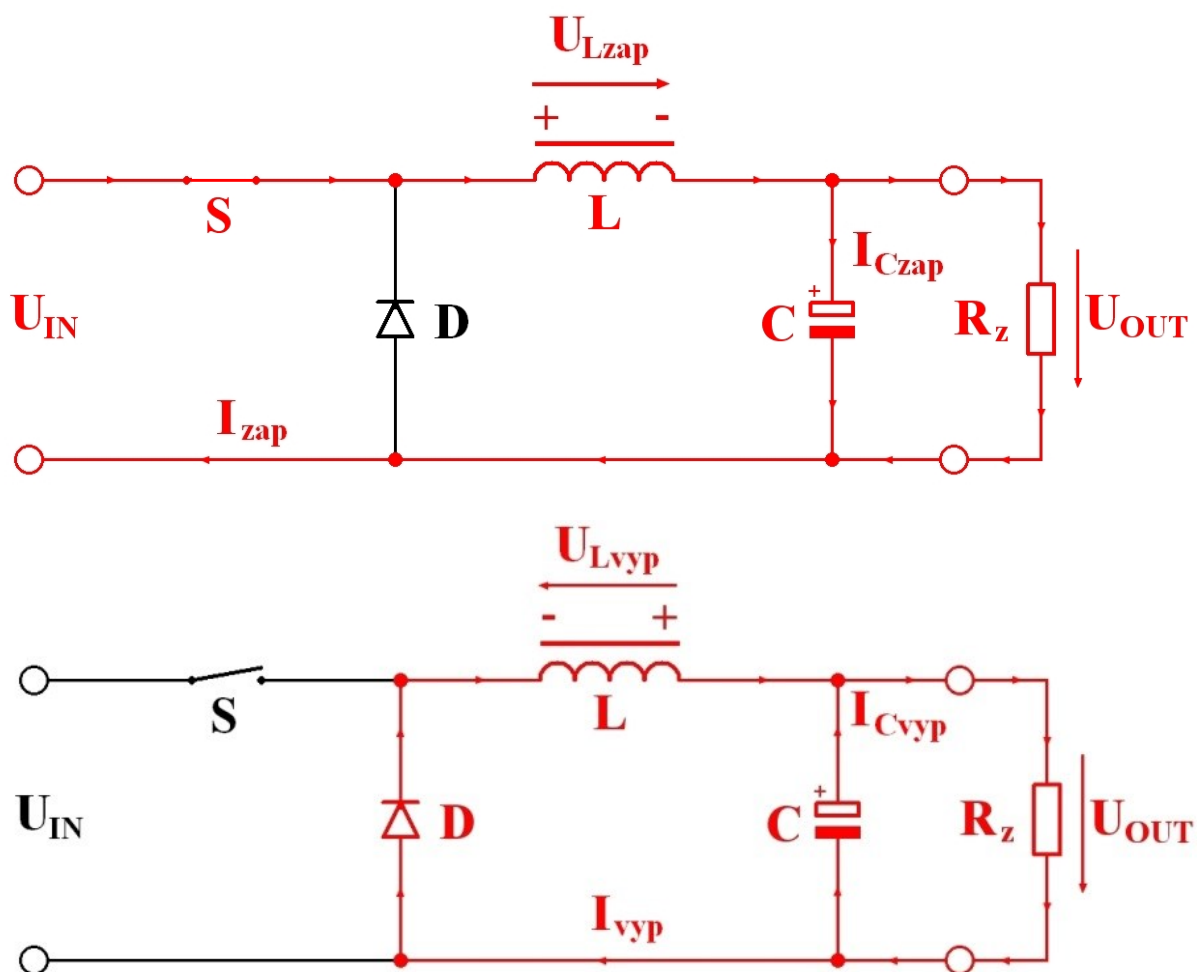
Třetí část se věnuje popisu softwaru, který ovládá tento laboratorní zdroj. Pro předregulátor je důležitá tvorba PWM modulace pro řízení spínání tranzistorů v obvodu, a také tvorba proudové a napětové zpětné vazby, proto je zapotřebí měřit proud a napětí v obvodu. Lineární regulátor bude mít proudovou a napětovou zpětnou vazbu řešenou hardwarově, zde bude zapotřebí vytvořit referenční napětí pro komparátory ve zpětné vazbě.

V poslední části bude zapotřebí zdroj oživit a vyzkoušet jeho funkčnost zda je zdroj schopen regulovat napětí v plném rozsahu, změřit stabilitu výstupního napětí při změnách výstupního proudu. Vyzkoušet, zda-li funguje správně proudová regulace zdroje. Dále je důležité sledovat výkon zdroje a jeho účinnost. Odzkoušení hotového zařízení je možné brát jako výstup z diplomové práce, protože názorně pojednává o dosažených výsledcích.

1. Teoretický rozbor vybraných topologií spínaných a lineárních zdrojů

1.1. Snižující DC/DC měnič

Používá se ke snižování hodnoty vstupního napětí, označován také jako Step-Down nebo BUCK. Zapojení měniče je na obr. 1. Charakteristické je zapojení indukčnosti a spínacího prvku v sérii. Jeho funkci můžeme rozdělit do dvou fází. V první fázi, kdy je spínač sepnut (horní zapojení) prochází indukčností L elektrický proud a nabíjí se. Proud indukčnosti roste lineárně a nabíjí se zároveň kapacita C tím pomaleji, čím jsou kapacita C a indukčnost L větší. Napětí se uzavírá přes zátěž, dioda je v závěrném směru, neprotéká jí tudíž proud. Po rozepnutí spínače (dolní zapojení) dochází ke druhé fázi. Indukčnost se snaží udržet směr a velikost protékajícího proudu. Polarita napětí na indukčnosti U_{Lzap} se otočí a stává se zdrojem napětí v obvodu. Proud I_{vyp} začne protékat přes zátěž a



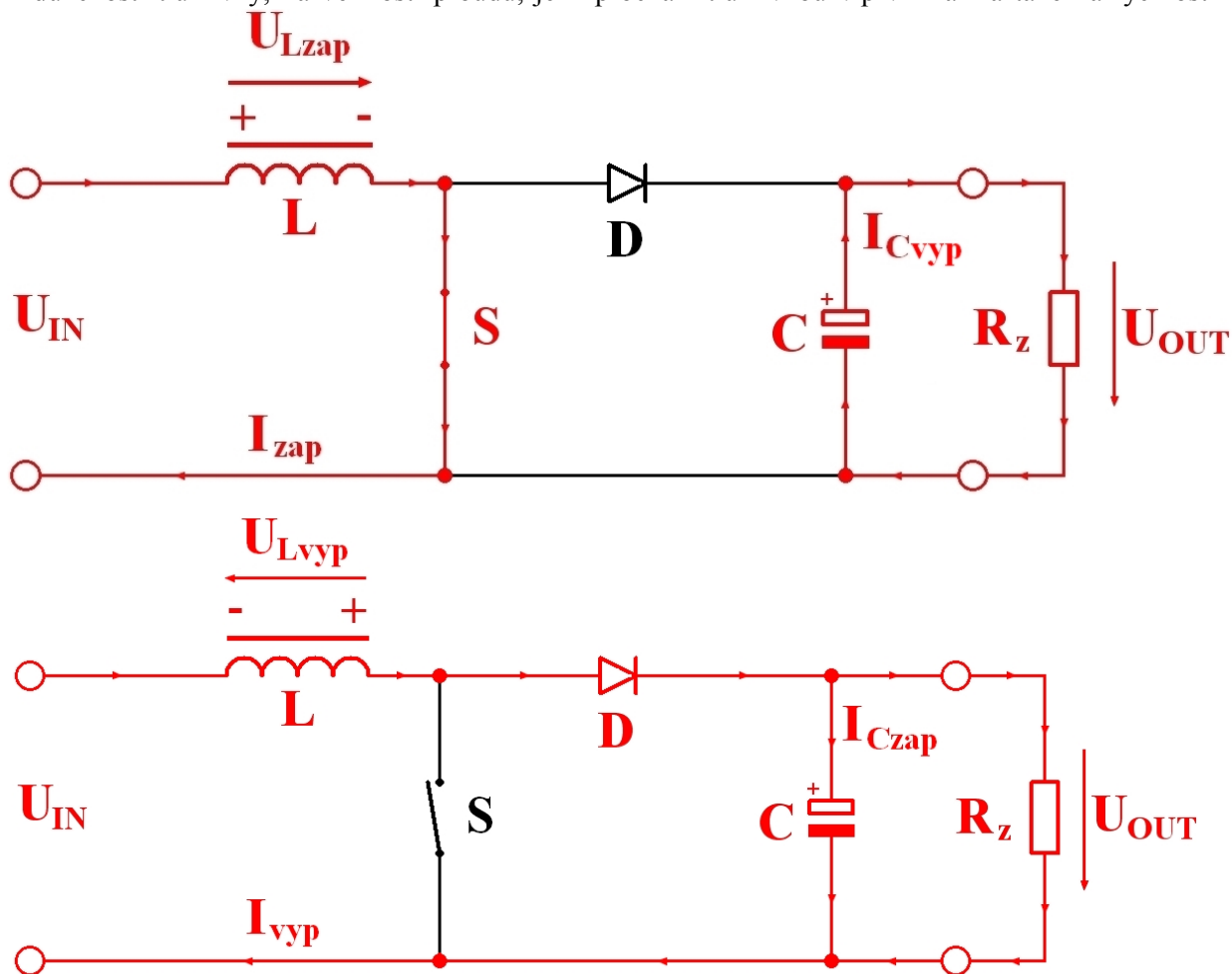
Obr. 1: Schéma zapojení snižujícího měniče. V horní zapojení znázorňuje tok proudu i napětí při sepnutém spínači. Dolní zapojení znázorňuje chování obvodu při rozepnutém spínači.

diodu D . Energie akumulována na kondenzátoru C se začne vybíjet do zátěže R_z proudem I_{cvyp} , jelikož dojde k otočení směru proudu při vybíjení kondenzátoru. Proud tekoucí z kondenzátoru do zátěže se sčítá s proudem tekoucím tlumivkou a pomáhá tak snižovat hodnotu zvlnění výstupního napětí. Limitou maximálního výstupního napětí U_{OUT} je hodnota vstupního napětí U_{IN} . Vždy je nižší než napětí na vstupu.

Z toho plyne, že při sepnutí spínacího prvku napětí na výstupu roste a při rozepnutí zase klesá. Výstupní napětí lze regulovat změnou střidy pulzů při spínání spínacího prvku. Nevýhodami tohoto zapojení je galvanické spojení vstupu a výstupu, také hrozí zničení spínacího prvku při zkratu na výstupu. Mezi výhody patří jednoduché konstrukční zapojení a nízká cena. [1], [2], [3], [4]

1.2. Zvyšující DC/DC měnič

Používá se ke zvyšování hodnoty vstupního napětí, označován také jako Step-Up nebo BOOST. Zapojení měniče je na obr. 2. Zde je indukčnost rovněž v sérii, ale spínací prvek je řazen paralelně k zemi. Funkci můžeme dělit do dvou fází. V první fázi, kdy je spínací prvek S sepnut (horní zapojení), dochází k vybíjení výstupní kapacity C do zátěže, podobně jako tomu bylo u snižujícího měniče. Aby nedocházelo k vybíjení přes spínací prvek, je oddělen diodou D. Ze zdroje stejnosměrného napětí U_{IN} prochází proud I_{zap} přes spínač S a indukčnost L, která akumuluje energii až do doby rozeznutí spínače a dochází k překlenutí do druhé fáze. Po rozeznutí spínače se snaží indukčnost opět udržet svůj směr a velikost proudu. Vzniká indukované napětí, jenž má opačnou polaritu a sčítá se vstupním napětím. Velikost tohoto indukovaného napětí závisí na velikosti indukčnosti tlumivky, na velikosti proudu, jenž prochází tlumivkou v první fázi a také na rychlosti



Obr. 2: Schéma zapojení zvyšujícího měniče. V horní zapojení znázorňuje tok proudu i napětí při sepnutém spínači. Dolní zapojení znázorňuje chování obvodu při rozeznutém spínači.

rozeznutí spínače. Tlumivka se vybíjí a proud I_{vyp} prochází přes diodu do zátěže. Zároveň dochází k nabíjení kondenzátoru C, který po rozeznutí spínacího prvku otočí směr proudu a ve funkci napěťového zdroje se vybíjí do zátěže.

Z toho je patrné, že výstupní napětí je vždy vyšší než napětí na vstupu a dá se definovat následujícím vztahem:

$$U_{OUT} = U_{IN} + U_{Lzap} - U_F - U_{CES} \quad (1)$$

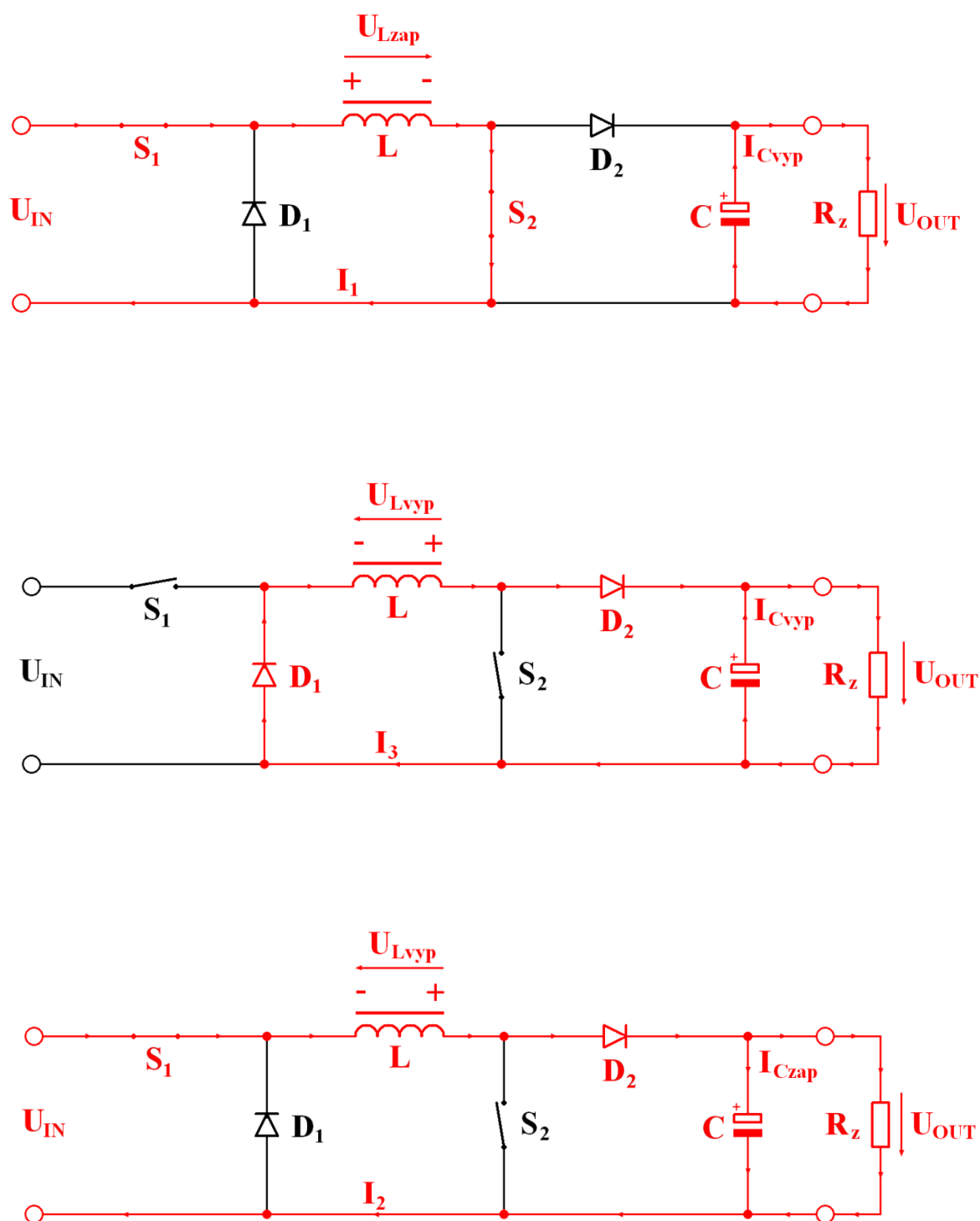
Napětí U_{CES} představuje úbytek napětí na sepnutém spínacím prvku. Pro většinu aplikací snižujících i zvyšujících měničů se používají pro tyto účely MOSFET tranzistory. Potom je tento úbytek stanoven jako součin odporu v sepnutém stav R_{DS} a maximální hodnotě proudu při sepnutí I_{max} . Napětí U_F je propustné napětí na diodě.

Výhodou tohoto zapojení je jednoduchost a nízká pořizovací cena a také možnost dosáhnout zvýšení napětí a to bez použití transformátoru. Nevýhoda pak spočívá v galvanickém spojení vstupu a výstupu. [1], [2], [3], [4]

1.3. Společné zapojení obou měničů

Společným zapojením snižujícího a zvyšujícího měniče dostaneme obvod, který dokáže snižovat i zvyšovat napětí na výstupu. Zapojení je patrné z obr. 3. V první fázi musíme vybrat, jestli chceme, aby měnič pracoval jako snižující, nebo jako zvyšující. Při současném sepnutí spínače S_1 a S_2 se obvod chová jako zvyšující měnič v první fázi. Dochází k vybíjení výstupní kapacity C do zátěže. Ta je oddělena diodou D_2 aby nedocházelo k vybíjení přes spínací prvek. Ze zdroje stejnosměrného napětí U_{IN} prochází proud I_1 přes spínače S_1 a S_2 a indukčnost L , která akumuluje energie až do doby rozepnutí spínače S_2 . Když je spínač S_1 a S_2 rozepnut obvod se chová jako snižující měnič ve druhé fázi - indukčnost L se snaží udržet směr a velikost protékajícího proudu, tím se polarita napětí otočí a stává se tak zdrojem napětí v obvodu. Proud I_3 začne protékat přes zátěž a diodu D_2 . Energie akumulována na kondenzátoru C se začne vybíjet do zátěže R_z proudem I_{cvyp} , jelikož dojde k otočení směru proudu při vybíjení kondenzátoru. Proud tekoucí z kondenzátoru do zátěže se sčítá s proudem tekoucí tlumivkou a pomáhá tak snižovat hodnotu zvlnění výstupního napětí.

Druhá fáze je pro snižující i zvyšující měnič shodná. Spínač S_1 je sepnutý, zatím co spínač S_2 je rozepnutý. Tato kombinace sepnutí odpovídá první fázi u snižujícího měniče popsaného v bodě 1.1. a zároveň odpovídá druhé fázi u zvyšujícího měniče popsaného v bodě 1.2.

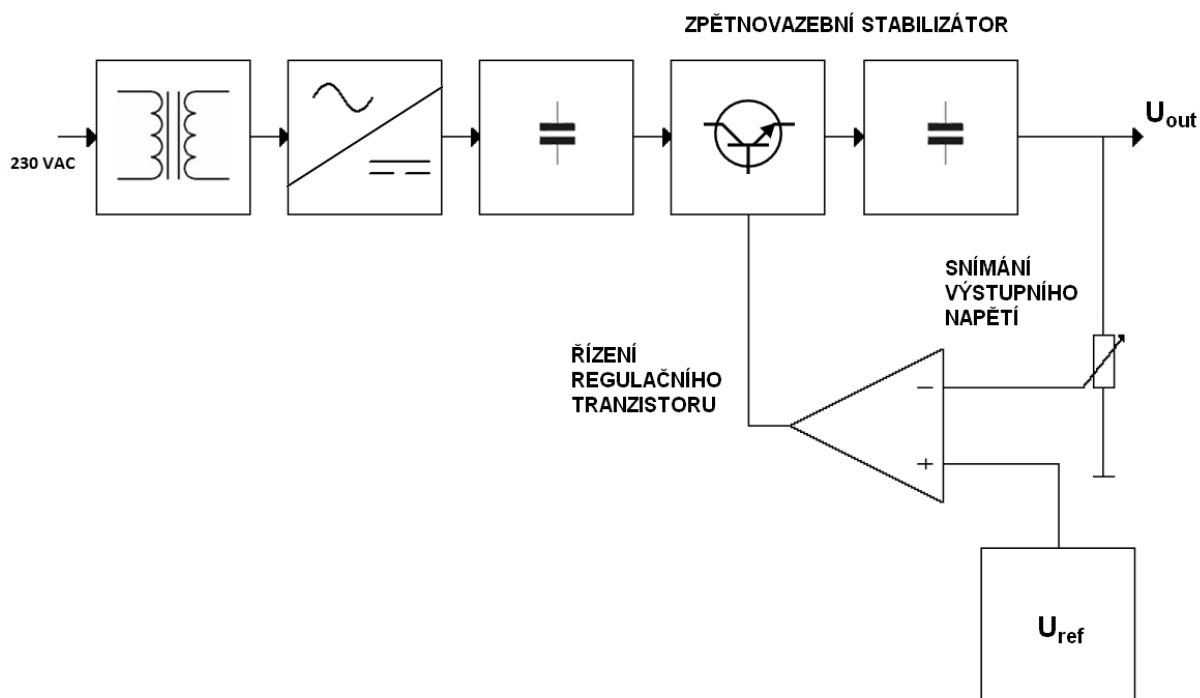


Obr. 3: Schéma společného zapojení obou měničů

1.4. Lineární zdroje

Principiální blokové schéma lineárního zdroje je na obr. 4. Lineární zdroj se skládá z těchto základních bloků, které mají za úkol upravovat velikost a průběh napětí: transformátor, usměrňovač, filtr a stabilizátor.

Transformátor se nachází na vstupu síťového napětí, které je 230 V, 50 Hz (platí pro ČR). Slouží pro úpravu vstupního napětí na požadovanou hodnotu, může být jak vyšší, tak nižší, než je vstupní napětí. Dále galvanicky odděluje od sítě. Výstupní napětí z transformátoru je přivedeno na usměrňovač. Dá se říct, že se jedná o měnič střídavého napětí na napětí stejnosměrné. Mezi nejjednodušší variantu patří jednocestný usměrňovač tvořený jednou diodou. Jedná se o levné zapojení, mezi jeho negativa patří vysoké zvlnění na výstupu, proto je dobré jej použít jen pro aplikace s malým proudovým odběrem. Nejčastěji se používá zapojení můstkového usměrňovače - jedná se o sestavení čtyř a více diod, jenž vytváří výstup stejné polaroty pro jakoukoliv polaritu na vstupu. Můstkový usměrňovač je znám také jako Graetzův, podle svého vynálezce. Výstupní usměrněné napětí je zapotřebí vyfiltrovat vhodným kondenzátorem. Vyfiltrovaný průběh napětí je zobrazen na obr. 8, ze kterého je patrné, že vhodnou filtrací zvýšíme hodnotu středního napětí na výstupu. Čím je kapacita kondenzátorového filtru vyšší, tím je zvlnění na výstupu menší.



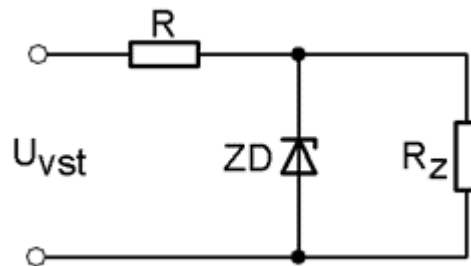
Obr. 4: Blokové schéma lineárního zdroje.

Vyfiltrované napětí je přivedeno na lineární stabilizační obvod. Jeho funkcí je udržovat konstantní výstupní napětí nebo proud a to při změnách vstupního napětí, výstupního proudu nebo okolní teploty. Na jiných parametrech hodnota výstupního napětí obvykle nezávisí, v opačném případě je zapotřebí sledovat další vlivy jako je např. stárnutí součástek nebo elektromagnetické rušení. Kromě účinků stabilizace, každý typ stabilizátoru snižuje do určité míry střídavou složku výstupního napětí

(zvlnění) a pracuje zároveň i jako filtr. Tyto stabilizátory lze popsat do několika základních skupin jenž jsou popsány níže. [3], [5], [6]

1.4.1. Parametrické stabilizátory

Parametrické stabilizátory patří mezi jedny z nejjednodušších možností stabilizace. Fungují na principu rozdílu mezi stejnosměrným a dynamickým odporem stabilizačního prvku v pracovním bodě. Pokud je dynamický odpor v pracovním bodě mnohem větší, než je ten stejnosměrný, tak se jedná o parametrický stabilizátor proudu. Pokud je naopak dynamický odpor menší, jedná se pak o parametrický stabilizátor napětí. Klasické zapojení parametrického stabilizátoru napětí se Zenerovou diodou je na obr. 5, pro stabilizaci napětí je možné použít i diodu v propustném směru, speciální integrovaný obvod (např. TL431, jenž je hojně používán). Pro parametrickou stabilizaci proudu je možné použít například polovodičovou diodu s ostře vyjádřeným kolenem charakteristiky v propustném směru a zároveň také i strmým nárůstem tohoto proudu za tímto kolenem. Je možné použití tranzistorů nebo variátorů. U variátorů je problém robustnost spočívající v uložení železného vlákna ve vodíkové atmosféře. [3], [5], [6]



Obr. 5: Parametrický stabilizátor.

1.4.2. Stabilizátory se zpětnou vazbou

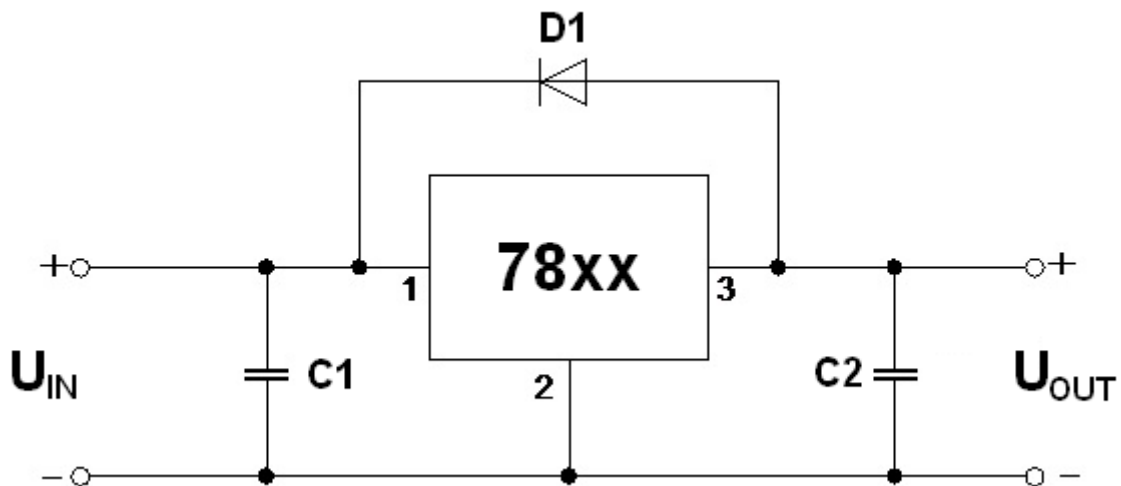
Stabilizátory se zpětnou vazbou využívají princip záporné zpětné vazby. Porovnávají hodnotu měřenou z výstupu s referenční hodnotou. Referenční hodnota má za úkol nastavení požadované hodnoty napětí nebo proudu. Při komparaci s měřeným napětím nebo proudem se vytvoří regulační odchylka, která je přivedena na regulační člen, jímž obvykle bývá bipolární tranzistor, který se podle dané odchylky otevírá nebo zavírá a tím reguluje výstupní hodnotu napětí. Příklad zapojení zpětnovazebního regulátoru je na obr. 3, kde je zakomponovaný jako koncová část lineárního zdroje.

Podle vzájemného zapojení zátěže a regulačního prvku lze zpětnovazební stabilizátory dělit na sériové a paralelní. U sériových stabilizátorů regulační člen řídí proudový zesilovač odchylky ke kterému je v sérii připojena zátěž. Tyto stabilizátory jsou vhodným řešením pro omezení vlivu velkých změn výstupního napětí, než je na zátěži. Proud, který teče regulačním členem má stejnou hodnotu jako proud tekoucí zátěží. To je nevýhodou při zkratu na zátěži, jelikož dojde k nárůstu proudu na výkonovém – regulačním členu a jeho zničení.

Paralelní regulátory mají oproti sériovým stabilizátorům uplatnění ve zdrojích stálého napětí. Zde je výstup primárního zdroje veden přes pomocný obvod až k paralelnímu regulátoru. Zde je k regulačnímu členu připojena zátěž paralelně. Nevýhodou je že pokud se zmenšuje proud zátěží, zvyšuje se proud tekoucí regulačním členem a musí být tento člen podle toho tak dimenzován. Výhodou je odolnost proti zkratu na výstupu. [3], [5], [6].

1.4.3. Tříbodové stabilizátory napětí

Mezi velmi oblíbené stabilizátory patří tzv. tříbodové lineární stabilizátory. Jedná se o integrované monolitické stabilizátory jenž můžeme dělit do těchto skupin: kladné, záporné, s nastavitelným výstupním napětím, sledovací a plovoucí stabilizátory. Mezi kladné stabilizátory patří obvody řady 78xx a mezi nejpoužívanější výstupní napětí patří 5 V, 9 V, 12 V, 15 V a 24 V. Základní zapojení stabilizátoru řady 78xx je na obr. 5. Podobně je tomu i u záporných stabilizátorů, které používají odlišný zemnicí potenciál.



Obr. 6: Zapojení třibodového stabilizátoru řady 78xx.

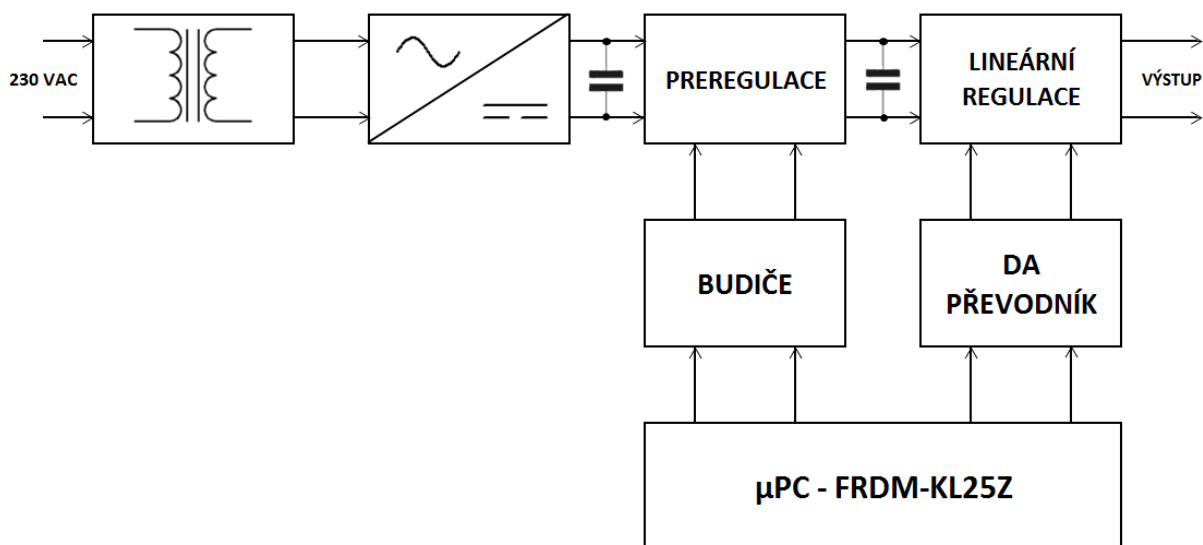
Třibodové stabilizátory s nastavitelným výstupním napětím fungují na principu přičítání proměnného napětí k výstupnímu napětí z vlastního integrovaného stabilizátoru a jsou schopny na základě odporového děliče vytvořit napětí na výstupu od 1,2 V do 40 V. Dalším typem jsou stabilizátory sledovací. Zde se jedná o spojení záporného a kladného stabilizátoru se společnou zemnicí svorkou. Poslední skupinou jsou tzv. plovoucí stabilizátory, u nichž je požadováno větší výstupní napětí, než je 40 V. [3], [5], [6]

2. Návrh a realizace výkonného obvodu laboratorního zdroje.

V této části je pojednáváno řešení a realizace výkonného obvodu laboratorního zdroje včetně obvodového zapojení, výběru optimálních součástek a chlazení výkonových prvků.

2.1. Obvodová koncepce

Principiální zapojení laboratorního zdroje je patrné z blokového schéma na obr. 7. Zdroj je napájený síťovým střídavým napětím 230 V 50 Hz. Síťové napětí je galvanicky oddělené pomocí transformátoru ve snižujícím poměru. Napětí je poté přivedeno na diodový usměrňovač pracující v můstkovém zapojení, které je dál vyfiltrováno v meziobvodu a přivedené jako stejnosměrné napětí na vstup předregulátoru.



Obr. 7: Blokové schéma celkového zapojení.

Funkce preregulace je znázorněna v bodě 1.3. Jedná se o kombinované zapojení snižujícího a zvyšujícího měniče. Pro spínací účely jsou použity unipolární tranzistory MOSFET jejichž hradla jsou řízeny mikropočítačem přes budicí obvody. Výstup předregulátoru je přes kapacitní filtraci přiveden na vstup lineární regulace. Obvod lineární regulace využívá princip záporné zpětné vazby. Porovnává měřenou hodnotu napětí i proudu s referenční hodnotou, která je dodána mikropočítačem přes D/A převodník. Na základě této regulační odchylky je ovládán regulační člen, v tomto případě tranzistor. Toto zapojení tak slouží ke konečnému přesnému nastavení výstupní hodnoty napětí a proudového omezení.

Návrh parametrů laboratorního zdroje:

Maximální výkon: 300 W

Maximální výstupní proud: 10 A

Maximální výstupní napětí: 200 V

Spínací frekvence: 50 kHz

Při zvyšování napětí dochází ke snížení maximálního výstupního proudu v závislosti na dodržení podmínky maximálního výkonu.

2.2. Návrh a výpočet vstupního transformátoru

Ideální výstupní napětí za usměřovačem pro předregulátor je použita hodnota přibližně okolo 100 V DC, aby došlo k ideálnímu rozprostření potenciálu mezi snižujícím a zvyšujícím měničem tvořící předregulátor. Dle následujícího vzorce se vypočítá napětí na sekundární straně transformátoru při odhadovaném úbytku na můstku okolo 1,5 V.

$$U_{sek} = \frac{U_{out}}{\sqrt{2}} + U_F = \frac{100}{\sqrt{2}} + 1,5 = 72,22 \text{ V} \quad (2)$$

Výpočet platí pro teoretický případ nekonečné kapacity kondenzátorové baterie – Výstupní stejnosměrné napětí bude rovno maximální hodnotě napětí na sekundární straně transformátoru s odečtem úbytku na usměřovacím můstku. Pro tuto aplikaci je vhodný toroidní transformátor 300 W se sekundárními vinutí 2x 36 V, která budou spojena v sérii.

2.3. Návrh a výpočet můstkového usměřovače

Tento usměřovač musí být schopen přenášet maximální proud 10 A. Proto bude použit jednofázový můstek typu B250C15000DR v robustním kovovém provedení 29x29 mm dimenzovaný na 600 V a 15 A. Z katalogového listu [7], [8] najdeme potřebné hodnoty pro výpočet výkonných ztrát a výpočet optimálního chladiče:

$$I_{FAV} = 10 \text{ A}$$

$$I_{max} = \sqrt{2} I_{FAV} = \sqrt{2} \cdot 10 = 14,14 \text{ A}$$

$$U_F = 1,1 \text{ V}$$

$$r_d = 17,6 \text{ m}\Omega$$

$$R_{thJ-C} = 2,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thC-H} = 0,2 \text{ }^\circ\text{C/W (teplovodivá pasta)}$$

$$T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{jmax} = 150 \text{ }^\circ\text{C (pro menší zátěž můstku počítán s teplotou } T_j = 100 \text{ }^\circ\text{C)}$$

Kvadrát efektivní hodnoty proudu:

$$I_{FRMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_F^2(t) dt = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi I_m^2 \sin^2(\omega t) dt = \frac{14,14^2}{2\pi} \left[\omega t - \frac{\sin(2\omega t)}{2} \right]_0^\pi = 100 \text{ A}^2 \quad (3)$$

Střední hodnota výkonu:

$$P_{FAV} = U_{T0} \cdot I_{FAV} + r_d \cdot I_{FRMS}^2 = 1,1 \cdot 10 + 100 \cdot 0,0176 = 12,76 \text{ W} \quad (4)$$

Výpočet tepelného odporu chladiče:

$$\Delta T = \sum R_{th} \cdot P_{FAV} \quad (5)$$

$$R_{thH-A} \leq \frac{T_j - T_a}{P_{FAV}} - (R_{thJ-C} + R_{thC-H}) \leq \frac{100 - 25}{12,76} - (2,5 + 0,2) \leq 3,18 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (6)$$

Pro správný odvod tepelných ztrát usměřovacího můstku musí být tepelný odpor chladiče menší nebo roven 3,18 $^\circ\text{C/W}$.

Přepočet výstupního napětí usměrňovače s již známými parametry:

$$U_{out} = (U_{sek} - U_F) \cdot \sqrt{2} = (72 - 1,1) \cdot \sqrt{2} = 100,25 \text{ V} \quad (7)$$

2.4. Návrh a výpočet kondenzátorové baterie

Kondenzátorová baterie se nachází v meziobvodu za výstupem z usměrňovacího můstku a před vstupem do předregulátoru. Baterie slouží k vyfiltrování usměrněného napětí (Obr. 8).

Pro výpočet maximálního zvlnění počítáme se stejnými hodnotami jako v předchozím bodě. Kde hodnota U_{out} je vlastně maximální hodnotou výstupního napětí – tedy U_m a hodnota napětí U_{sek} je zase minimální střední hodnotou výstupního napětí – tedy U_{AVGmin} .

$$U_{out} = U_m \quad (8)$$

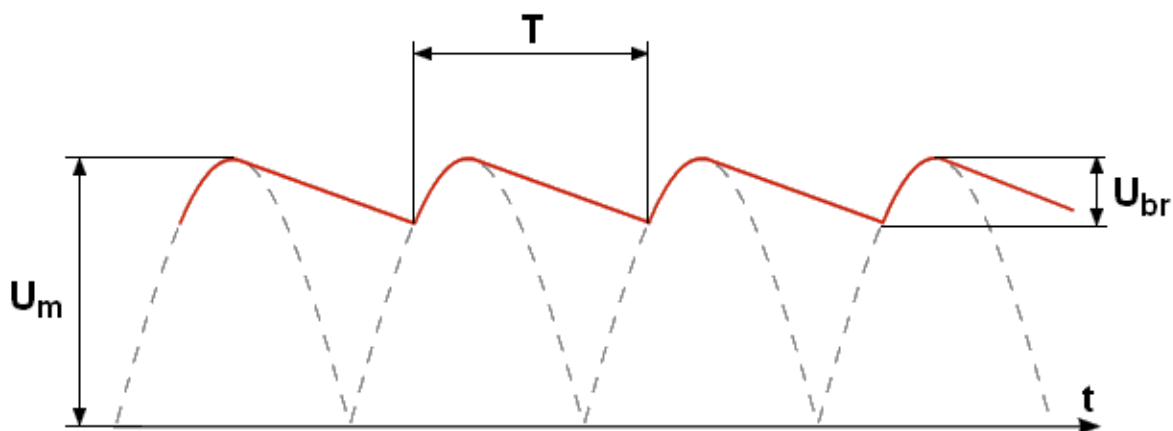
$$U_{sek} = U_{AVGmin} \quad (9)$$

$$z_{max} = \frac{U_m - U_{AVGmin}}{U_m} = \frac{100,25 - 72}{100,25} \cdot 100 = 28,19 \% \quad (10)$$

Z tabulky pro volbu konstanty kondenzátoru musíme vybrat pro hodnotu nejbližší nižší zvlnění – tedy 20 %.

Tab. 1: Tabulka konstant [9].

Zvlnění [%]	k
5	9,0
10	8,5
15	8,2
20	8,0
30	7,5
40	7,0
50	6,7



Obr. 8: Zvlněné usměrněné napětí.

Konstanta pro zvlnění 20% je zvolena $k = 8$ dle tabulky č. 1.

Výpočet zvlněného napětí U_{br} :

$$U_{br} = \frac{U_m}{100} \cdot z = \frac{100,25}{100} \cdot 20 = 20,05 \text{ V} \quad (11)$$

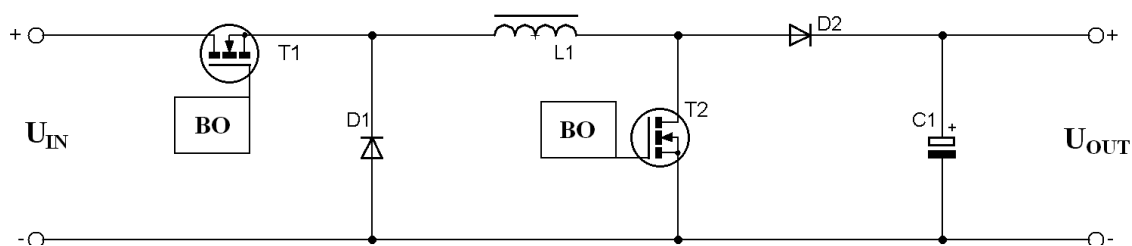
Výsledná kapacita je potom:

$$C = \frac{k \cdot I_{FAV}}{U_{br}} = \frac{8 \cdot 10000}{20,05} = 3990 \text{ } \mu\text{F} \text{ } [\mu\text{F}; -; \text{mA}; \text{V}] \quad (12)$$

Vhodnou volbou pro zapojení kondenzátorové baterie je paralelní složení 4 kusů elektrolytických kondenzátorů s kapacitou 1 mF o napětí vyšším 100 V.

2.5. Návrh a výpočet předregulátoru

Předregulátor se skládá z komponentů a součástek, jenž je patrné z obr. 9. Zapojení vychází ze sdružení snižujícího a snižujícího měniče, jak je o tom pojednáno v kapitole 1.3. s tím rozdílem, že spínače zde tvoří již reálné součástky – unipolární tranzistory řízené přes budičí obvody, označené jako „BO“. V následujících podbodech jsou navrženy jednotlivé části předregulátoru.



Obr. 9: Schéma zapojení předregulátoru.

2.5.1. Výpočet a volba unipolárních tranzistorů

Pro výběr unipolárních tranzistorů, je zapotřebí vybrat takové součástky jenž zvládnou přenášet výkon 300 W při spínacím kmitočtu 50 kHz. Pro návrh je použit tranzistor MOSFET se zpětnou diodou typu G20N50C [10], s těmito parametry:

Maximální hodnoty:

$$U_{DS} = 500 \text{ V}$$

$$I_D = 20 \text{ A}$$

$$P_D = 250 \text{ W}$$

$$T_{Jmax} = 150 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Ostatní hodnoty:

$$R_{DS} = 0,225 \, \Omega$$

$$t_{on} = 27 \, \text{ns}$$

$$t_{off} = 44 \, \text{ns}$$

$$R_{thj-c} = 0,5 \, ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thc-h} = 0,2 \, ^\circ\text{C/W (Teplovodivá pasta)}$$

Výpočet spínacích ztrát:

$$P_{SW} = (t_{on} + t_{off}) \cdot \frac{p_d}{4} \cdot f_{sw} = (27 + 44) \cdot 10^{-9} \cdot \frac{300}{4} \cdot 5 \cdot 10^4 = 0,266 \, \text{W} \quad (13)$$

Ztráty způsobné při vedení:

$$P_{COND} = I_{dRMS}^2 \cdot R_{DS} = 10^2 \cdot 0,225 = 22,5 \, \text{W} \quad (14)$$

Celkové výkonové ztráty:

$$P_{TOT} = P_{SW} + P_{COND} = 0,266 + 22,5 = 22,766 \, \text{W} \quad (15)$$

2.5.2. Výpočet a volba tlumivky

Pro správnou funkci měniče je zapotřebí vybrat vhodnou tlumivku. Ze stejnosměrného zdroje napětí 100 V -20 %, Máme dosáhnout stejnosměrné napětí do 200 V při odběru 1,5 A, při spínacím kmitočtu 50 kHz. $\Delta I_L = 0,25 \cdot I_{out} = 0,25 \cdot 10 = 2,5 \, \text{A}$. ($U_{1max} = 100 \, \text{V}$, $U_{1min} = 80 \, \text{V}$).

Specifikace umožňuje řešit zdroj akumulacím principem se zvyšujícím napětím pro $\delta > 0,5$ (typ boost). [11]

Ideální podmínka převodu je:

$$U_0 = U_1 \frac{1}{1-\delta} \quad (16)$$

Při uvažování tolerance napětí a úbytků napětí je:

$$200 + 0,5 = (100 - 1) \frac{1}{1-\delta_{min}} \rightarrow \delta_{min} = \frac{-100+1+200+0,5}{200+0,5} = 0,51 \quad (17)$$

$$200 + 0,5 = (80 - 1) \frac{1}{1-\delta_{max}} \rightarrow \delta_{max} = \frac{-80+1+200+0,5}{200+0,5} = 0,61 \quad (18)$$

Určení indukčnosti tlumivky pro obě krajní hodnoty napájecího napětí:

$$L_{0max} = \frac{U_{1max} \cdot \delta_{min} \cdot T}{\Delta I_L} = \frac{(100-1) \cdot 0,51}{2,5 \cdot 50000} = 403,92 \, \mu\text{H} \quad (19)$$

$$L_{0min} = \frac{U_{1max} \cdot \delta_{max} \cdot T}{\Delta I_L} = \frac{(80-1) \cdot 0,61}{2,5 \cdot 50000} = 385,52 \, \mu\text{H} \quad (20)$$

Indukčnost tlumivky v zapojení by se měla pohybovat mezi hodnotami 385,52 μH a 403,92 μH .

2.5.3. Výpočet a volba rychlých diod

Diody musí být schopny pracovat při kmitočtu 50 kHz, do 10 A a 200 V.

Pro výpočty jsou zvoleny parametry rychlé diody typu HFA30PB120 [12], s těmito parametry:

Maximální hodnoty:

$$U_R = 1200 \text{ V}$$

$$I_{FAV} = 30 \text{ A}$$

$$T_{Jmax} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

Ostatní hodnoty:

$$R_T = 0,025 \text{ } \Omega$$

$$t_{rr} = 47 \text{ ns}$$

$$U_F = 2,3 \text{ V}$$

$$R_{thJ-C} = 0,36 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thC-H} = 0,2 \text{ }^\circ\text{C/W (Teplovodivá pasta)}$$

Výpočet spínacích ztrát:

$$P_{SW} = t_{rr} \cdot \frac{p_d}{4} \cdot f_{sw} = 47 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{300}{4} \cdot 5 \cdot 10^4 = 0,177 \text{ W} \quad (21)$$

Doba vedení tranzistoru:

$$T_{sw} = f^{-1} = (5 \cdot 10^4)^{-1} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ s} \quad (22)$$

$$t_{COND} = \frac{T_{sw} - t_{rr}}{T_{sw}} = \frac{2 \cdot 10^{-5} - 47 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 10^{-5}} = 0,998 \quad (23)$$

Ztráty způsobné vedením:

$$P_{COND} = (U_F \cdot i_{dmax} + R_T \cdot i_{dmax}^2) \cdot t_{COND} = (2,3 \cdot 10 + 0,025 \cdot 10^2) \cdot 0,998 = 25,449 \text{ W} \quad (24)$$

Celkové výkonové ztráty:

$$P_{TOT} = P_{SW} + P_{COND} = 0,177 + 25,449 = 25,626 \text{ W} \quad (25)$$

2.5.4. Návrh RC snubberu

Jedná se o paralelně připojený filtr ke spínané součástce k docílení optimálních dynamických průběhů při spínání a vypínání součástky. Pro návrh optimálního snubberu je zapotřebí znát dobu náběžné hrany $t_{on} = 27 \text{ ns}$, jež je převzata výše z vypsání hodnot katalogového listu tranzistoru. Hodnota kondenzátoru C je zvolena na 2,2 nF [13]

$$R = \frac{3t_{on}}{2\pi C} = \frac{3 \cdot 27 \cdot 10^{-9}}{2\pi \cdot 2,2 \cdot 10^{-9}} = 5,86 \text{ } \Omega \quad (26)$$

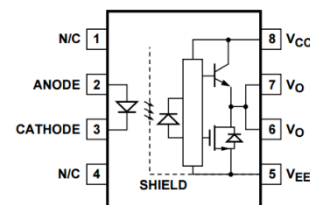
Volba nejbližší hodnoty k vypočtené $5,86 \Omega$ je rezistor 5R6.

2.5.5. Návrh budičích obvodů

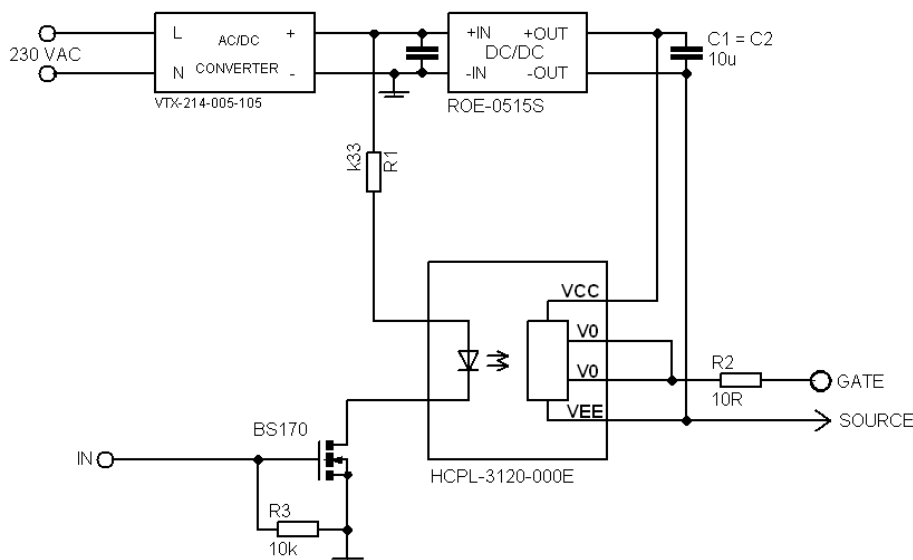
Z důvodu buzení dvou tranzistorů je zapotřebí navrhnout dva samostatné budičí obvody. Jako budičí obvod je vybrán integrovaný budič, jenž je zároveň vybaven galvanickým oddělením vstupu optočlenem typu HCPL-3120-000E. Zapojení budiče je znázorněno na obr. 10. Pro zapojení budiče jsou zapotřebí dvě napětí: 5 V a 15 V DC. 5 V poskytne AC/DC měnič v malém provedení typu VTX-214-005-105 [15], jenž je napájen síťovým napětím 230 V AC s výstupem 5 V DC.

Pro hodnotu stejnosměrného napětí 15 V je použit zvyšující DC/DC měnič v kompaktním provedení typu ROE-0515S [16], který je právě napájený výstupním napětím z AC/DC měniče 5 V.

Vstup optočlenu je přiveden řídicí signál z mikropočítače přes MOSFET tranzistor typu BS170. Schéma celkového zapojení budiče pro jednu bázi je na obr. 11.



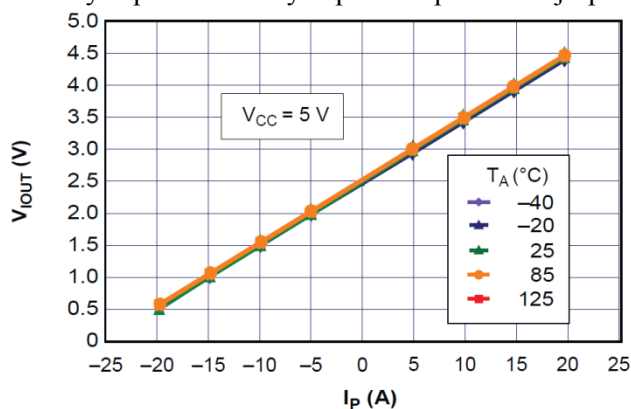
Obr. 10: Zapojení obvodu HCPL-3120 [14].



Obr. 11: Zapojení budičeho obvodu pro jednu bázi tranzistoru

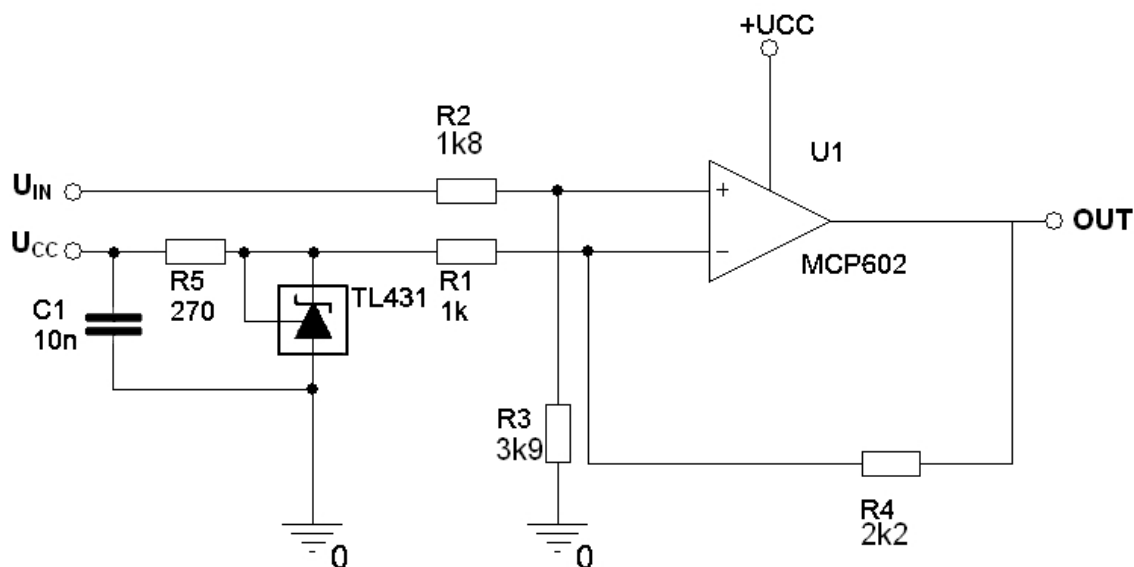
2.5.6. Snímání proudu

Pro snímání proudu je použité proudový senzor ACS712ELCTR-20A-T [17]. Vztah mezi snímaným proudem a výstupním napětí čidla je patrný z obr. 12. Senzor je schopen měřit proud od -20 A do 20 A. Jelikož bude v zapojení senzor měřit v rozmezí 0 do 15 A, tomu odpovídá výstupní napětí 2,5 V – 4 V. To musí být optimalizováno pro vstup A/D převodníku mikropočítače, který se pohybuje v rozmezí 0 V – 3,3 V. Přizpůsobení výstupního napětí senzoru je optimalizováno zapojením rozdílného zesilovače patrného z obr. 9. Přesná napěťová reference 2,5 V typu TL431 zapojená na záporný vstup operačního zesilovače posouvá výstupní napětí o -2,5 V. Nyní máme na výstupu při 4 V vstupu o 2,5 V méně, tudíž 1,5 V. Abychom měli při 4 V na



Obr. 12: Vztah mezi vstupním proudem a výstupním napětím. [17]

vstupu 3,3 V na výstupu, musíme dimenzovat diferenční zesilovač se zesílením $A = 2,2$.



Obr. 13: Schéma zapojení operačního zesilovače pro optimalizaci výstupu z proudového senzoru.

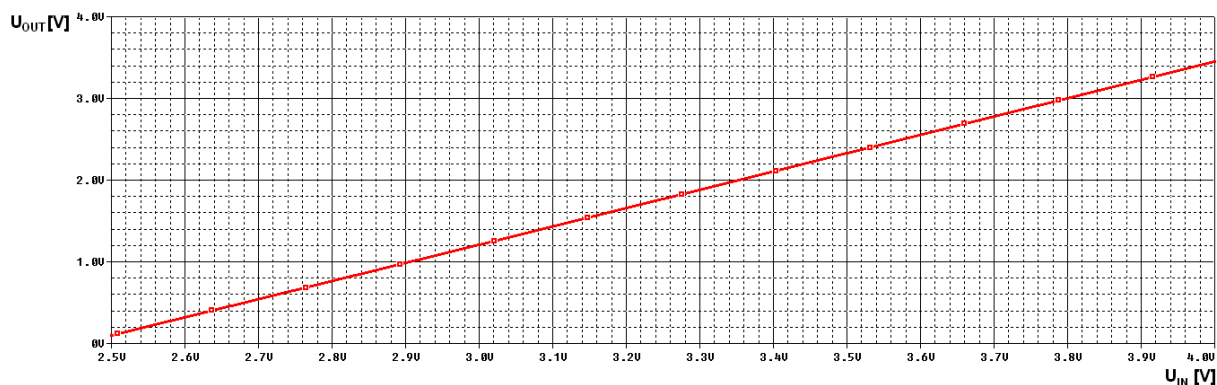
Rezistor R_1 má zvolenou hodnotu 1 k Ω a R_3 hodnotu 3,9 k Ω . Rezistory R_2 a R_4 jsou dopočítány dle následujících vztahů:

$$R_4 = A \cdot R_1 = 2,2 \cdot 10^3 = 2,2 \text{ k}\Omega \quad (27)$$

$$R_2 = \frac{R_3(R_1 + R_4)}{A \cdot R_1} - R_3 = \frac{3,9 \cdot 10^3(1 + 2,2)10^3}{2,2 \cdot 10^3} - 3,9 \cdot 10^3 = 1,77 \text{ k}\Omega \quad (28)$$

Hodnoty rezistorů R_2 a R_4 byly vybrány dle řady E24, pro rezistor R_4 hodnota 2k2 a pro rezistor R_2 hodnota 1k8. Zapojení operačního zesilovače pro úpravu vstupního napětí je na obr. 13.

Zapojení z obr. 13 bylo simulováno v prostředí OrCAD/PSpice jehož simulovaný průběh na obr. 14. dokazuje správnost návrhu a výpočtů.

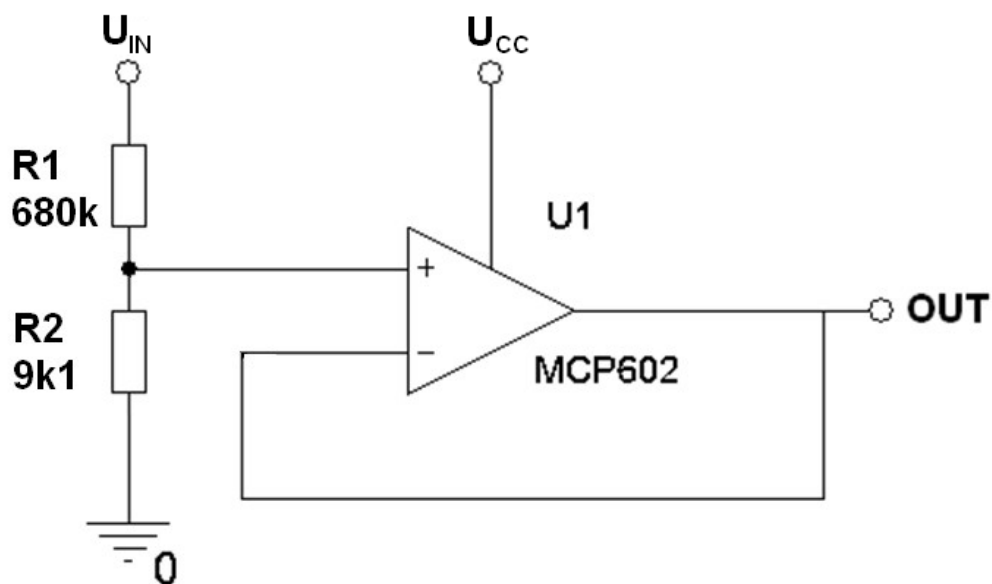


Obr. 14: Závislost mezi vstupním a výstupním napětím zapojení s operačním zesilovačem

2.5.7. Snímání výstupního napětí

Snímání výstupního napětí z měniče je realizované prostřednictvím děliče napětí. Jehož výstup je napojený na operační sledovač (obr. 15). Při návrhu se počítá se vstupní napětím max. 250 V, tomu

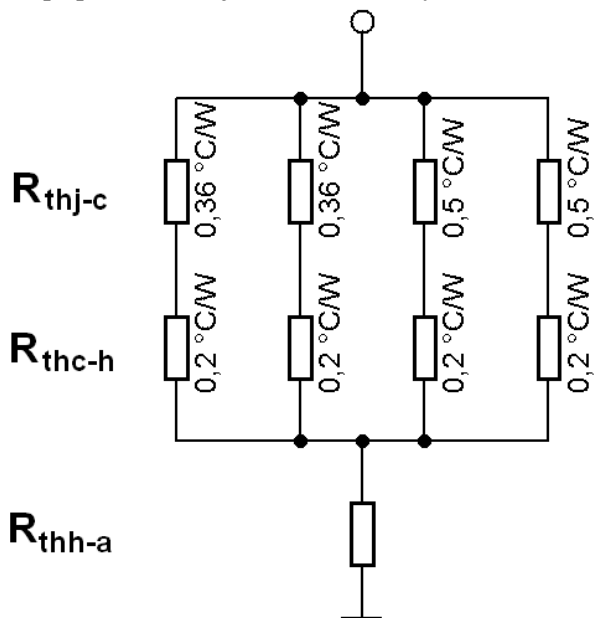
odpovídá výstupní napětí děliče 3,3 V, jenž se přivede na vstup mikropočítače. Pro neoptimálnější navržení děliče, tzn. nízký proud tekoucí děličem a optimální výběr rezistorů dle řady E24 byl použit jednoduchý software pod názvem „Výpočet kombinací odporů v1.3“ [18]. Hodnoty rezistorů dle programu byly zvoleny následovně: $R_1 = 680k$ a $R_2 = 9k1$



Obr. 15: Zapojení děliče napětí

2.5.8. Návrh a výpočet chlazení

Chlazení pro výkonové součástky, v tomto případě zahrnuje oba tranzistory MOSFET a obě rychlé diody. Součástky budou přimontovány na jeden společný chladič, proto je zapotřebí vypočítat tepelný odpor chladiče, který ochladí všechny čtyři součástky najednou. Tepelný odpor se vypočítá dle tepelného schématu na obr. 16. První sério-paralelní dvojice odpovídá tepelnému odporu pro rychlé diody. Druhá kombinace odpovídá pro MOSFET tranzistory. Koncový tepelný odpor R_{thh-a} představuje odpor chladiče. Hodnoty jednotlivých tepelných odporů jsou vzaty z katalogových listů, jenž jsou vypsány výše. Maximální teplota přechodu T_j je u všech součástek stejná – tj. $150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Hypotetická teplota okolí T_a je $25\text{ }^{\circ}\text{C}$. Celkový ztrátový výkon je dán součtem všech ztrátových výkonů na součástkách.



Obr.16: Tepelné schéma

Celkový ztrátový výkon:

$$P_{FAV} = 2P_{FAV1} + 2P_{FAV2} = 2 \cdot 25,625 + 2 \cdot 22,766 = 96,782\text{ W} \quad (29)$$

Celkový tepelný odpor R_{thj-h} :

$$R_{thj-h} = \left(2 \frac{1}{R_{Dthj-c} + R_{Dthc-h}} + 2 \frac{1}{R_{Tthj-c} + R_{Tthc-h}} \right)^{-1} \quad (30)$$

$$R_{thj-h} = \left(2 \frac{1}{0,36 + 0,2} + 2 \frac{1}{0,5 + 0,2} \right)^{-1} = 0,155 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Výpočet tepelného odporu chladiče R_{thh-a} :

$$\Delta T = \sum R_{th} \cdot P_{FAV} \quad (31)$$

$$R_{thh-a} \leq \frac{T_j - T_a}{P_{FAV}} - R_{thj-h} \leq \frac{150 - 25}{96,782} - 0,155 \leq 1,14 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (32)$$

Tepelný odpor chladiče vychází poměrně malý – 1,14 °C/W. Proto bude nejideálnější použití aktivního chlazení v podobě ventilátoru připojeného k profilovanému chladiči.

2.2.1. Návrh výstupního filtru

Pro snížení zvlnění výstupního napětí se používá kapacitní filtrace na výstupu předregulátoru. Důležitým parametrem pro výpočet filtru je si určení maximálního zvlnění napětí $\Delta U = 1 \text{ V}$. a zvlnění proudu $\Delta I = 1,5 \text{ A}$. Oba údaje platí pro maximální špičkové hodnoty. Hodnota napětí $I_{out} = 10 \text{ A}$ a $U_{out} = 200 \text{ V}$, jsou již známy z návrhu zdroje. Výstupní kapacita představuje kondenzátor C1 na obr. 9.

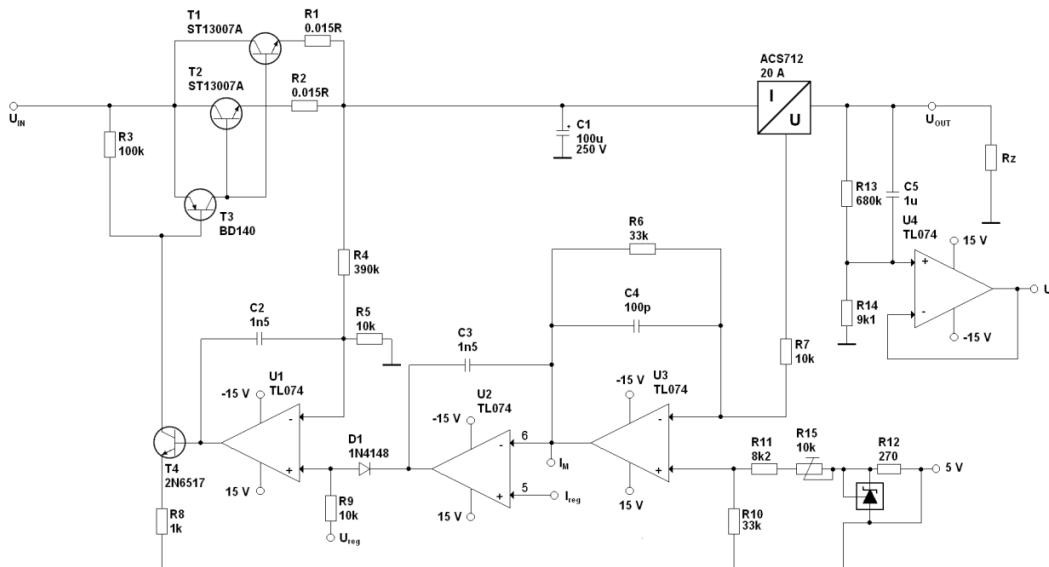
Amplituda základní harmonické pilového průběhu je rovna hodnotě 80 % amplitudy pilového průběhu [11]. Výsledná kapacita se potom vypočte:

$$C_{OUT} = \frac{z_{out} \frac{\Delta I}{I_{OUT}}}{z_{out} \frac{\Delta U}{U_{OUT}} \cdot 2\pi f} = \frac{0,8 \frac{1,5}{10}}{0,8 \frac{1}{200} \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 10^3} = 1284 \text{ } \mu\text{F} \quad (33)$$

Hodnota výstupního filtru musí být větší než 1284 μF

2.6. Návrh lineární regulátoru

Princip lineárního regulátoru je již popsán v bodě 2.1. Regulátor musí být navržen tak, aby mohlo být ovládané výstupní napětí a proud vhodným rozsahem výstupu D/A převodníku Schéma



Obr.17: Schéma zapojení lineární regulace.

zapojení je na obr. 17. Návrh regulátoru je simulován v prostředí OrCAD/PSpice na základě výpočtů popsaných níže. Měření výstupního napětí je realizované stejně jako v pod bodu 2.5.7. na obr. 15 a měření výstupního proudu je realizované podobně jako dle pod bodu 2.5.6. a je detailněji popsán v bodě 2.6.3.

2.6.1. Volba výkonových prvků.

Jelikož bude napětí na vstupu vždy vyšší, než napětí na výstupu regulátoru, na tranzistorech T1 a T2 bude vždy napěťový úbytek mezi regulovanou hodnotou a hodnotou na vstupu. Pro snížení ztrát uvažujeme, že rozdílové napětí nebude větší než 3 V k dosažení optimálních ztrát. Maximální proud, jenž poteče obvodem je 10 A, ztrátový výkon se potom určí jako:

$$P_T = U_T \cdot I_T = 3 \cdot 10 = 30 \text{ W} \quad (34)$$

Jelikož jsou v zapojení dva tranzistory paralelně, výkon se rozloží mezi ně. Kvůli zápornému tepelnému součiniteli tranzistorů a jejich paralelnímu řazení je třeba zapojit rezistory R1 a R2 malých hodnot na výstupy tranzistorů.

K tomuto zapojení jsou zvoleny tranzistory ST13007A [19] s těmito parametry:

Maximální hodnoty:

$$U_{CE} = 700 \text{ V}$$

$$I_C = 8 \text{ A}$$

$$P_T = 80 \text{ W}$$

$$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$h_{21e} = 16 - 30$$

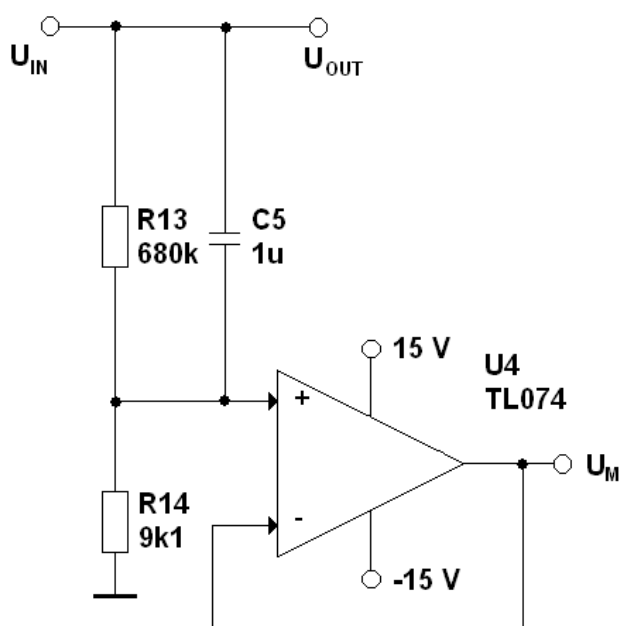
Ostatní hodnoty

$$R_{thj-c} = 1,56 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thc-h} = 0,2 \text{ }^\circ\text{C/W (teplovodivá pasta)}$$

2.6.2. Návrh napěťové regulace

Napěťová regulace je tvořena zápornou zpětnou vazbou tvořena operačním zesilovačem U1 a napěťovým děličem tvořeným rezistory R4 a R5 (obr. 17). Dělič je pro lepší optimalizaci navržen



Obr.18: Schéma zapojení měření výstupního napětí.

stejným softwarem jako v případě předregulátoru. Regulátor je navržen tak, že při maximálním napětí na vstupu – 200 V jde na vstup operačního zesilovače 5 V, což je maximální hodnota, kterou jde přivést D/A převodníkem na kladný vstup operačního zesilovače označený jako U_{reg} . Výstup operačního zesilovače je přiveden na vstup tranzistoru T4, jenž otevírá a zavírá tranzistory tvořeny skupinou T1 – T3. Tím reguluje vstupní napětí zesilovače.

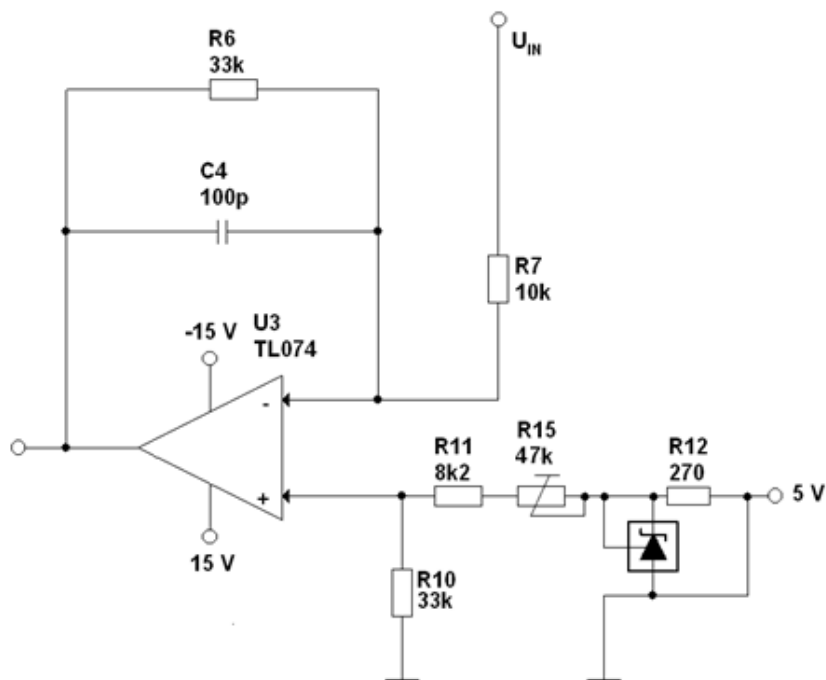
Regulované napětí na výstupu je zapotřebí měřit mikropočítačem. Proto je výstupní napětí vyvedené za pomoci napěťového děliče tvořen rezistory R13 a R14 na vstup operačního zesilovače, který je zapojený jako sledovač viz obr. 18. Dělič je zde stejně navržen jako v případě předregulátoru v kapitole 2.5.7.

2.6.3. Návrh proudové regulace

Proudová regulace je tvořena stejným proudovým čidlem ACS712 jako v případě předregulátoru. Na schématu (obr. 19) je znázorněn jako převodník I/U. Operační zesilovač U3 v zapojení rozdílového zesilovače pro optimalizaci výstupního napětí z čidla je počítán podobně jako v případě předregulátoru. Jelikož maximální proud v obvodu je stanoven na 10 A, je zapotřebí napětí na výstupu zesílit aby odpovídalo 3,3 V při 10 A. Čidlo je v tomto případě zapojeno obráceně z důvodu dodržení fázové bezpečnosti celé regulační struktury. Jelikož bere čidlo proud jako záporný tak napětí z čidla při rostoucím proudu lineárně klesá. Je to patrné z Obr 12, že při proudu 10 A procházejícím čidlem bude výstupní napětí 1,5 V. Offset 2,5 V se odečte napěťovou referencí TL431 na hodnotu 1 V. Tato hodnota se musí optimalizovat pro vstup A/D převodníku mikropočítače, to znamená zesílit maximální napětí vystupující z čidla na maximální hodnotu pro A/D převodník 3,3 V. Zesílení operačního zesilovače musí být potom $A = 3,3$. Pro větší přehlednost je schéma pro úpravu napětí z čidla vyobrazeno na obr. 18. Rezistory R_7 je zvolen na hodnotu 10 k Ω a R_{10} hodnotu 33 k Ω . Rezistory R_6 a R_{11} jsou dopočítány dle následujících vztahů:

$$R_6 = A \cdot R_7 = 3,3 \cdot 10^4 = 33 \text{ k}\Omega \quad (35)$$

$$R_{11} = \frac{R_6(R_7 + R_{10})}{A \cdot R_7} - R_6 = \frac{33 \cdot 10^3(10 + 33)10^3}{3,3 \cdot 10^4} - 33 \cdot 10^3 = 43 \text{ k}\Omega \quad (36)$$



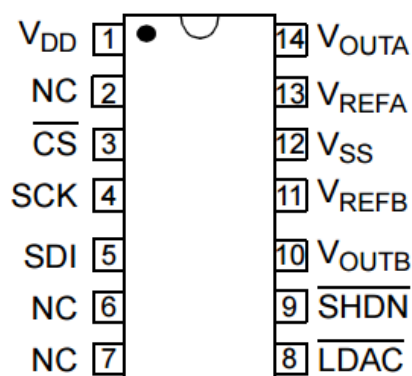
Obr.19: Zapojení rozdílového OZ pro úpravu napětí z čidla.

Jelikož mají reálné součástky danou toleranci, je navržena kombinace rezistoru R11 a odporového trimru R15, díky kterému se nastaví přesná hodnota rezistoru. Hodnoty obou součástek jsou patrné z obr. 19.

Výstup operačního zesilovače je veden na invertující vstup operačního zesilovače U2, který pracuje jako komparátor (podobně jako U1 pro napěťovou regulaci). Na neinvertující vstup je přivedeno napětí z D/A převodníku označené na schématu jako I_{reg} . Výstup zesilovače jde přes diodu D1, která je zapojena v nepropustném směru. Znamená to, že proudová regulace je aktivní, když je na výstupu operačního zesilovače U2 záporné napětí které sníží napětí na vstupu napěťové regulace operačního zesilovače U1, kde se podílí na řízení výstupní hodnoty napětí jako v případě napěťové regulace.

2.6.5. Výběr D/A převodníku

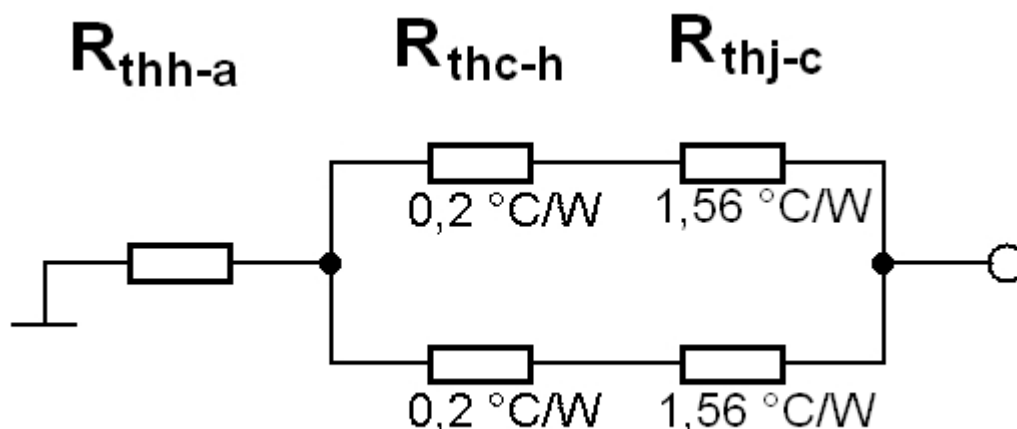
Protože je záměrem řídit výstupní napětí a proudové omezení regulátoru pomocí mikropočítače, je zapotřebí použít vhodný D/A převodník, který bude schopen vytvořit napětí na výstupu v rozsahu 0 – 5 V pro napěťovou regulaci (U_{reg}) a 0 – 3,3 V pro regulaci proudovou (I_{reg}). Vhodným řešením je D/A převodník MCP4922 od firmy Microchip. Schéma zapojení převodníku je na obr. 20. Jedná se o 12 ti bitový převodník s SPI sériovou sběrnici. Jedná se o dvojitý převodník, takže je možnost vytvořit výstupní napětí pro proudovou i napěťovou zpětnou vazbu. Výstupní napětí může dosahovat maximální hodnoty napětí referenčního nebo jeho dvojnásobku. Oba kanály lze vypnout pomocí kontaktu SHDN. [20]



Obr. 20: Zapojení D/A převodníku [20].

2.6.6. Chlazení výkonových prvků

Chlazení pro výkonové prvky, v tomto případě zahrnuje oba tranzistory bipolární tranzistory v paralelním zapojení. Tranzistory budou přimontovány na jeden společný chladič, proto je zapotřebí vypočítat tepelný odpor chladiče, který uchládí obě součástky najednou. Tepelný odpor se vypočítá dle tepelného schématu na obr. 21. Serio-paralelní dvojice odpovídá tepelnému odporu pro oba



Obr. 21: Tepelné schéma výkonové dvojice tranzistorů.

tranzistory. Koncový tepelný odpor R_{thh-a} představuje odpor chladiče. Hodnoty tepelných odporů jsou vzaty z katalogového listu [19]. Maximální teplota přechodu T_j je 150 °C. Hypotetická teplota okolí T_a je 25 °C. Celkový ztrátový výkon je roven dle výpočtu (34).

Celkový tepelný odpor R_{thj-h} :

$$R_{thj-h} = \left(2 \frac{1}{R_{thj-c} + R_{thc-h}} \right)^{-1} = \left(2 \frac{1}{0,2+1,56} \right)^{-1} = 0,88 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (37)$$

Výpočet tepelného odporu chladiče R_{thh-a} :

$$\Delta T = \sum R_{th} \cdot P_{FAV} \quad (38)$$

$$R_{thh-a} \leq \frac{T_j - T_a}{P_{FAV}} - R_{thj-h} \leq \frac{150-25}{30} - 0,88 \leq 3,29 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (39)$$

Tepelný odpor chladiče vychází optimálně – 3,29 °C/W. Stačí zde použít vhodně profilovaného chladiče o tepelném odporu stejné hodnoty nebo menší.

2.7. Realizace zapojení

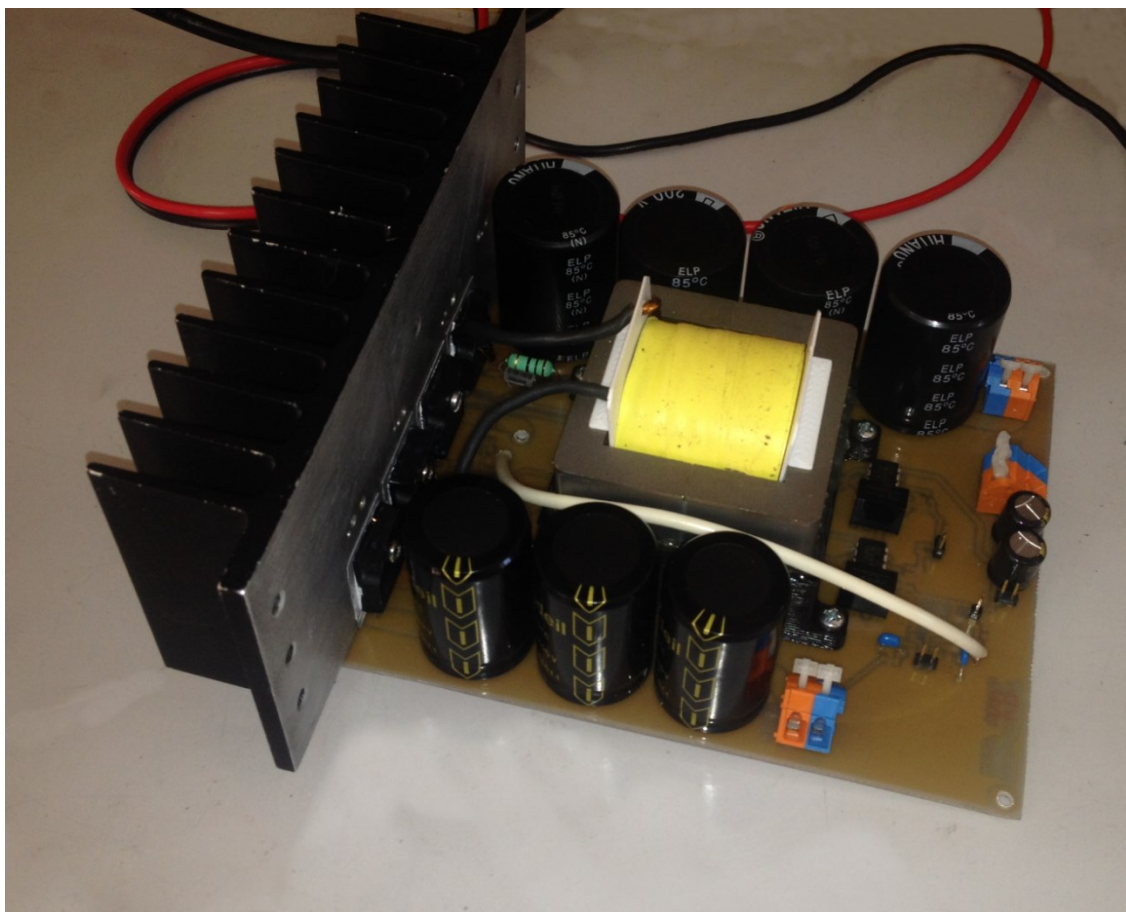
Zapojení předregulátoru i lineárního regulátoru jsou tvořeny na jednostranných deskách plošných spojů, jenž jsou navrženy v prostředí EAGLE. Výkresová dokumentace těchto desek včetně schéma zapojení obvodu a seznamu použitých součástek jsou součástí přílohy této práce.

2.7.1. Realizace zapojení předregulátoru.

Při realizaci zapojení se vychází z návrhu zapojení předregulátoru, o němž je pojednáno v kapitole 2.5. Při realizaci skutečného obvodu došlo k několika odchylkám od návrhu, které jsou popsány níže. Odchylky zapojení od návrhu jsou patrné rovněž z celkového schéma zapojení, jenž je součástí přílohy. Celkový pohled na realizovaný předregulátor je na obr. 22

Seznam odchylek od návrhu:

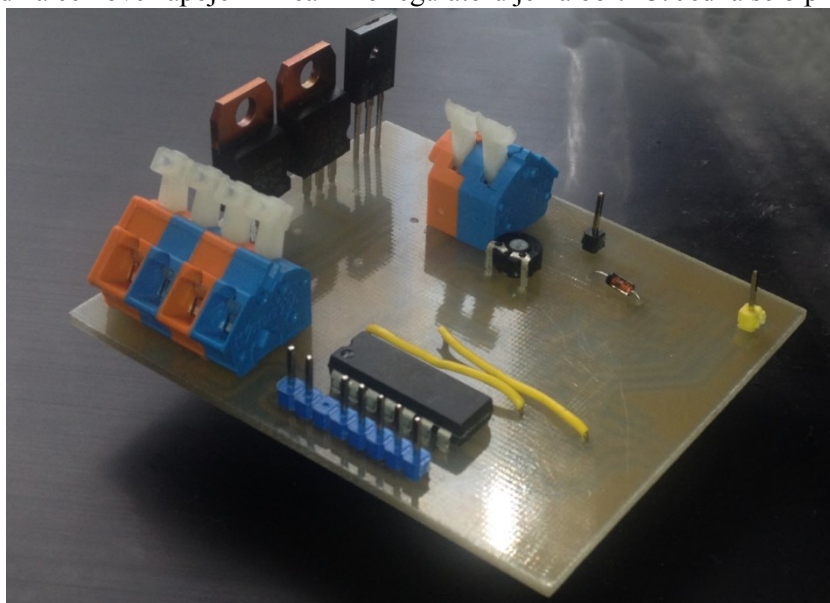
- Kondenzátorová baterie za usměrňovačem jsou umístěna na stejné desce s předregulátorem.
- Kondenzátorová baterie se skládá ze čtyř elektrolytů o hodnotě 2,2 mF, 200 V zapojených paralelně.
- Přidány svitkové filtrační kondenzátory o celkové hodnotě 3 μF na vstupu
- Přidány svitkové filtrační kondenzátory o celkové hodnotě 2 μF na výstupu
- Přidány filtrační elektrolytické kondenzátory na vstupu 5 V o hodnotě 2x 220μF zapojených paralelně.
- Vybrán pasivní chladič o tepelném odporu 0,69 °C/W



Obr. 22: Realizace zapojení předregulátoru.

2.7.2. Realizace zapojení lineárního regulátoru

Při realizaci zapojení se vychází ze simulace v OrCADu a zkušebním zapojení na kontaktním poli. Proto bylo podle tohoto návrhu pokračováno i při tvorbě desky plošných spojů v prostředí EAGLE. Pohled na celkové zapojení lineárního regulátoru je na obr. 23. Jedná se o první verzi



Obr.23: Celkové zapojení lineárního regulátoru (verze č. 1).

zapojení, a kvůli nedostatkům v návrhu bylo zapotřebí se vrátit zpět k návrhu na kontaktním poli.

K chlazení bipolárních tranzistorů byl použit hliníkový chladič o tepelném odporu $3,49\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. Hodnota použitého chladiče je o něco málo větší, než je hodnota vypočtená, ale pro zkušební účely a ověření principiální funkčnosti.

3. Řídicí systém pro výkonový obvod laboratorního zdroje

Řídicí systém pro výkonový obvod laboratorního zdroje se dá rozdělit na tyto tři části:

- Řídicí systém pro předregulátor
- Řídicí systém pro lineární regulátor
- Propojení obou systémů

V první části řídicího systému pro předregulátor musí řídicí systém splňovat následující požadavky:

- Řídit spínání MOSFET tranzistoru ve snižujícím měniči pomocí PWM modulace
- Řídit spínání MOSFET tranzistoru ve zvyšujícím měniči pomocí PWM modulace
- Snímání výstupního napětí předregulátoru pro využití zpětnovazební napěťové smyčky
- Snímání proudu procházejícího obvodem pro využití zpětnovazební proudové smyčky

Ve druhé části řídicího systému pro lineární regulátor musí řídicí systém splňovat následující požadavky:

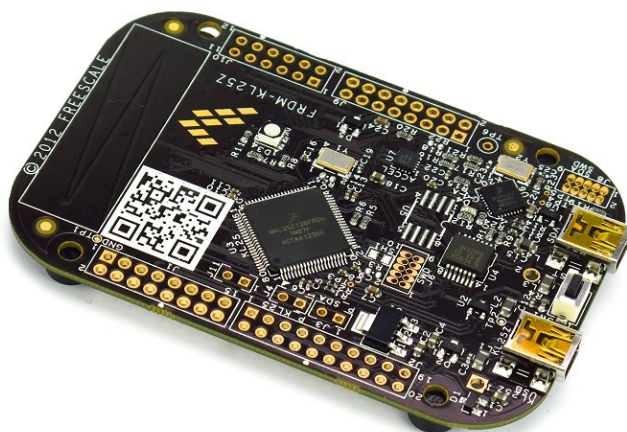
- Snímání výstupního napětí lineárního regulátoru pro využití zpětnovazební napěťové smyčky
- Snímání výstupního proudu lineárního regulátoru pro využití zpětnovazební proudové smyčky
- Řízení D/A převodníku pro napěťovou zpětnou vazbu
- Řízení D/A převodníku pro proudovou zpětnou vazbu

K tvorbě softwaru se využívá platforma typu FRDM KL25Z od společnosti Freescale, jenž je popsán níže. K programování se používá vývojové prostředí Kinetis Design Studio 3 IDE, jenž disponuje příjemným prostředím, širokou knihovnou komponentů, kterou lze procházet ve Processor Expertu a přidávat je do programu. Pro chod a zapsání programu do procesoru modulu se používá debugger, jehož průběh a fungování lze pozorovat v Debug okně. Kinetis Design Studio je možné propojit s dalším programem – FreeMaster. Zde je možné si nastavit proměnné, jako jsou například hodnoty napětí či proudu nebo úroveň PWM regulace, které lze měnit v reálném čase a sledovat jejich aktuální hodnotu na obrazovce počítače.

3.1. Modul FRDM KL25Z

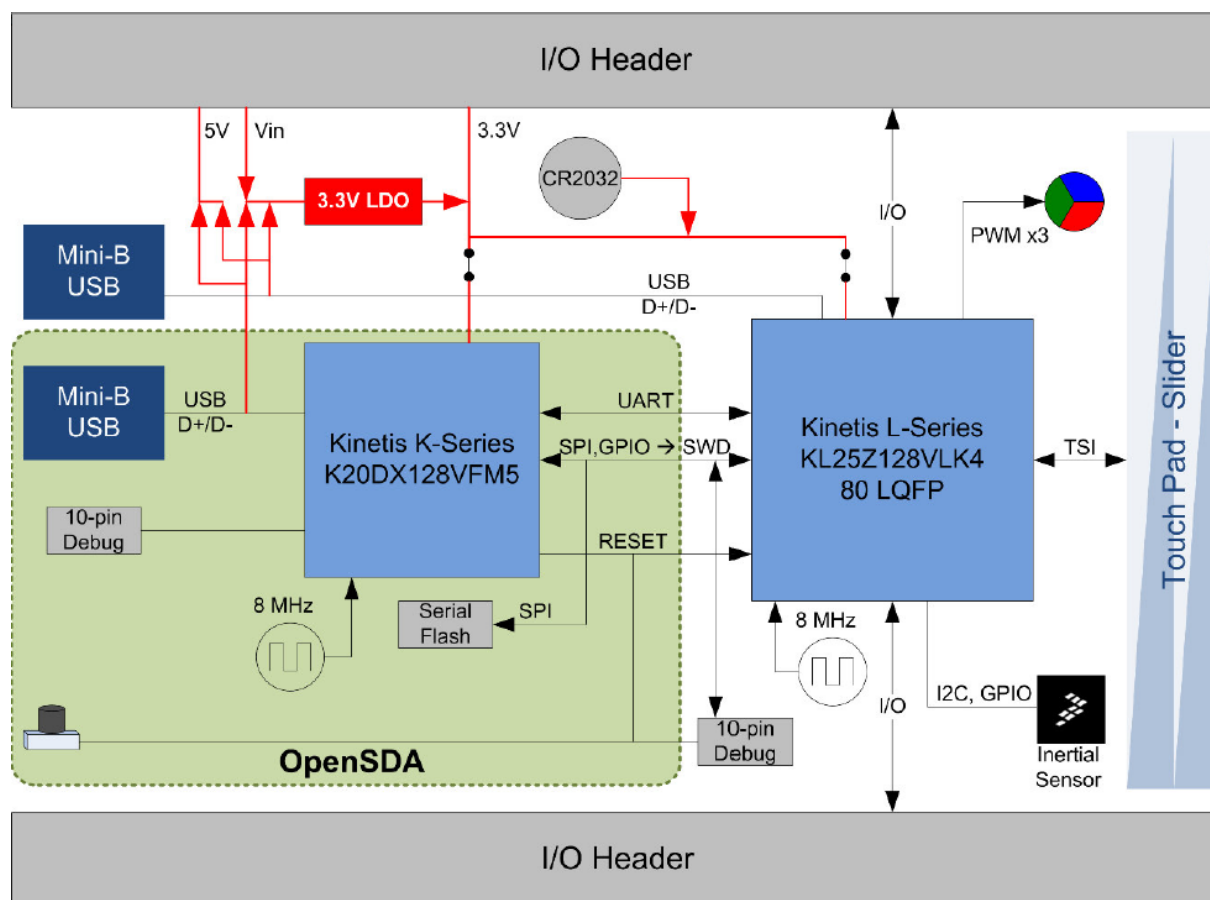
Jedná se o vývojovou a poměrně levnou platformu (obr. 24). Obsahuje KL25Z128VLK, zařízení z rodiny KL2 nabízející maximální pracovní frekvenci 48 MHz, 128 kB flash paměti, full speed USB řadič a další analogové a digitální periférie. Hardware je rozměrově kompatibilní s rozložením pinů jako u platformy Arduino R3 a poskytuje rozsáhlou řadu možností rozšiřování desky. RGB LED, tříosý digitální akcelerometr a dotykový kapacitní slider jsou součástí integrovaného rozhraní modulu

Modul má podporovou řadu vývojového softwaru NXP i dalších stran. Jedná se o první hardwarovou platformu, obsahující NXP integrovaný sériový debugovací adaptér s otevřeným standardem



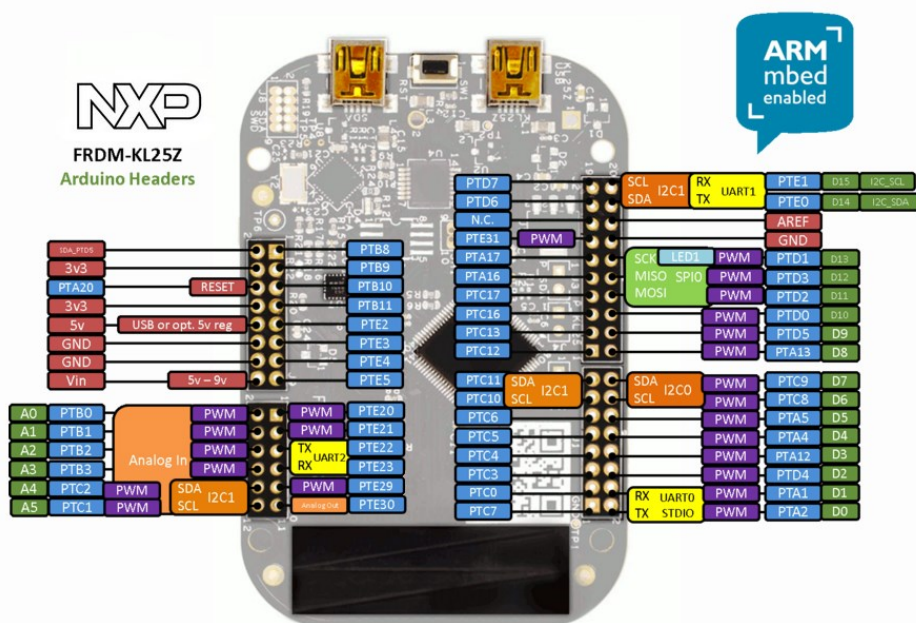
Obr. 24: Modul FRDM KL25Z [21].

pod označením OpenS DA. Dále modul nabízí několik možností pro sériovou komunikaci, programování a debugování při běhu. Bloková struktura periférií modulu je vyobrazena na obr. 25. [22]



Obr.25: Bloková struktura modulu FRDM KL25-Z [23].

Ucelený přehled všech vstupních a výstupních portů vykresluje obr. 26.

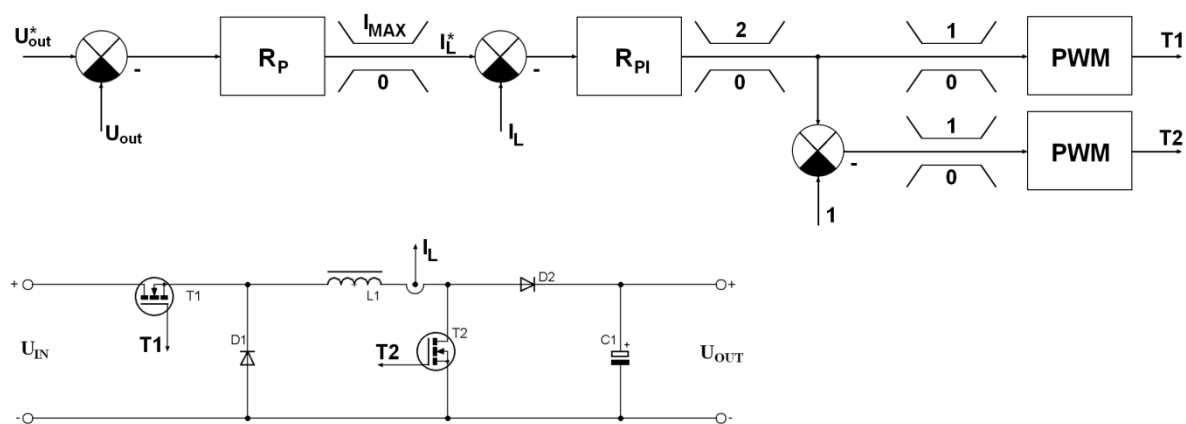


Obr.26: Vstupní a výstupní porty modulu FRDM KL25-Z [24].

3.2. Realizace programu

Program pro ovládání laboratorního zdroje musí splňovat veškeré specifikace výše zmíněné. Jeho funkci vykresluje blokové schéma na obr. 27. Žádaná hodnota napětí U_{out}^* je porovnávána se skutečnou hodnotou napětí (měřenou) U_{out} . Regulační odchylka je přivedena na proporcionální člen (R_P), jenž má za úkol tuto regulační odchylku potlačovat. Na výstupu regulátoru se nachází podřazená proudová smyčka tvořena PI regulátorem, do kterého vstupuje regulační odchylka vzniklá rozdílem mezi žádanou hodnotou proudu I_L^* a skutečnou hodnotou I_L . Podle proudového omezení se následovně sníží střída PWM modulace spínaných tranzistorů. Při zvyšování napětí, když dojde k maximální spínací střídě tranzistoru T1, plynule naváže spínáním spodní tranzistor T2 a zdroj se dostane do režimu zvyšujícího měniče.

Žádaná hodnota napětí na vstupu předregulátoru je dána jako součet žádané hodnoty napětí pro lineární regulátor a saturačního napětí U_{CESAT} výkonových tranzistorů v zapojení lineárního regulátoru.



Obr.27: Bloková struktura softwarové realizace.

Regulátory musí být dostatečně rychlé, aby zvládly fungovat při spínací frekvenci 50 kHz. Napěťový regulátor tvoří tzv. nadřazenou regulační smyčku, která zadává hodnotu pro podřazenou regulační smyčku. Při návrhu časové konstanty regulátorů se vychází z předpokladu, že nadřazená napěťová smyčka musí mít menší časovou konstantu, než smyčka podřazená.

3.3. Řízení obvodu v prostředí FreeMASTER

Prostředí FreeMASTER slouží k nastavování parametrů v reálném čase při běhu programu v mikropočítači. Prostředí je rozdělené na dvě okna (záleží na uživatelském nastavení). V levém okně je projektový strom – Project Tree, který slouží k organizaci vytvořených projektů a jejich projektových oken, která jsou zobrazeny vpravo od okna stromu. Řízení obvodu probíhá v okně

Variable Watch				
Name	Value	Unit	Period	
Pulzy	On	ENUM	100	
u16PwmDuty1	32.4	%	100	
u16PwmDuty2	0.0	%	100	
Vystupni napeti	19.89	V	100	
Vystupni proud	0.371	A	200	
u16UoSet	20.0	V	200	
u16IoSet	1.00	A	200	
Imax	5.0	A	100	
i16USat	5.00	V	100	
i16Uout	24.89	V	100	
i16Il	0.364	A	100	
u16AdcKalib	Kalibrovano	ENUM	1000	

Obr.28: Prostředí FreeMASTER.

Variable Watch, který je vyobrazený na obr. 28. V tomto prostředí lze řídit napětí a proud v meziobvodě a také hlavně také výstupní napětí a proud. A jako zpětná vazba pro uživatele měří tyto veličiny. Popis jednotlivých veličin v okně Variable Watch pojednává tabulka č. 2

Tab. 2: Popis veličin v okně Variable Watch.

Název veličiny	Popis
Pulzy	Zapnutí / Vypnutí PWM modulace řídicí tranzistory
u16PwmDuty1	Střída v procentech tranzistoru ve snižujícím měniči
u16PwmDuty2	Střída v procentech tranzistoru ve zvyšujícím měniči
Vystupni napeti	Měřené výstupní napětí
Vystupni proud	Měřený výstupní proud
u16UoSet	Nastavení hodnoty výstupního napětí
u16IoSet	Nastavení proudového omezení výstupního regulátoru
Imax	Nastavení proudového omezení předregulátoru
i16Usat	Nastavení saturačního napětí
i16Uout	Měřené napětí v meziobvodě
i16il	Měřený proud procházející předregulátorem
u16AdcKalib	Kalibrace

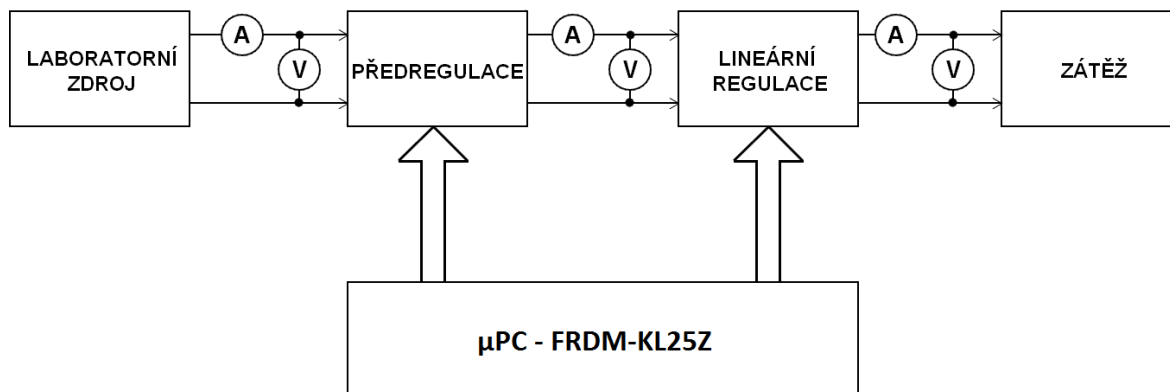
Popis ovládání a používání FreeMASTERu:

O spuštění zdroje se stará veličina označená jako „Pulzy“. Před zapnutím (stav ON) je zapotřebí optimalizovat vstupní hodnoty. Pokud FreeMaster při připojení modulu k počítači měří nenulové hodnoty, je zapotřebí jej kalibrovat veličinou „u16AdcKalib“. Dále je vhodné nastavit maximální proud procházející měničem veličinou „Imax“. Pro správnou funkci je nutné zvolit vhodnou hodnotu saturačního napětí výkonových tranzistorů v lineárním regulátoru. Tato hodnota je pak přičtena k hodnotě žádaného výstupního napětí (u16UoSet) a je takto stanovena výstupní hodnota napětí z předregulátoru. Optimalizace této hodnoty je důležitá hlavně z důvodu snížení úbytku napětí na

výkonových bipolárních tranzistorech. Po nastavení těchto parametrů už je možné zapnout měnič – tj. přivedení PWM modulace na budiče MOSFET tranzistorů. Po zapnutí je možné měnit hodnotu výstupního napětí a regulovat výstupní proud zdroje.

4. Ověření funkčnosti zdroje

Sestavený zdroj byl zapojen na měřicí přístroje podle obrázku 29 pro ověření jeho funkčnosti. Na vstup desky předregulátoru je přivedeno napětí z laboratorního zdroje typu DC POWER SUPPLY HY3005D-3. Maximální hodnota zdroje je 60 V a 3 A. To je jeden z důvodů proč při měření nelze zatížit zhotovený zdroj podle navržených parametrů K měření proudu a napětí dochází na vstupu předregulátoru, v meziobvodu předregulátoru a lineárního regulátoru a také na zátěži. Zátěž má možnost plynulé regulace a je možné tak nastavit proud tekoucí zátěží a zatěžovat tak celé zapojení při měření.



Obr. 29: Blokové schéma zapojení při měření na zdroji.

Zapojení vývojového modulu FRDM KL25Z k předregulátoru je patrné z tabulky č. 2.

Tab. 3: Propojení D/A převodníku a modulu FRDM KL25Z

Pin modulu FRDM KL25Z	Pin předregulátoru
PTB0	I_OUT – Měření proudu
PTB1	U_OUT – Měření napětí
PTC9	G_Q1 – Budič tranzistoru T1
PTC8	G_Q2 – Budič tranzistoru T2
GND	GND

V případě lineárního regulátoru, modul komunikuje s tímto obvodem prostřednictvím D/A převodníku a vyvedených měřicích pinů pro napětí a proud. Propojení modulu a lineárního regulátoru znázorňuje následující tabulka č. 4.

Tab. 4: Propojení lineárního regulátoru a modulu FRDM KL25Z

Pin modulu FRDM KL25Z	Pin lineárního regulátoru
PTB11	CS
PTE2	SCK
PTE3	SDI
GND	GND
PTB3	U_M – Měření napětí
PTB2	I_M – Měření proudu

4.1. Měření zatěžovacích charakteristik zdroje

Měření zatěžovacích charakteristik bylo prováděno pro tři různá napětí na výstupu zdroje. V každém z měření je vstupní hodnota napětí $U_{IN} = 59,8 \text{ V}$, což je maximální hodnota, jenž může zkušební zdroj poskytnout. Naměřené hodnoty při prvním měření jsou vyneseny v tabulce č. 5. Žádaná hodnota napětí pro první měření je 20 V , proudové omezení je stanoveno na 1 A . Při celém měření se nepřekračuje maximální hodnota proudu 1 A i když je zdroj dimenzovaný na hodnotu 10 A (při maximálním výkonu 300 W) z důvodu omezení napěťového zdroje ale také z důvodu nepárování dvojice rozdílných výkonových tranzistorů použitých v lineárním regulátoru při měření z důvodu nedostatku vhodných součástek při měření a také z důvodu použití chladiče s příliš velkým tepelným odporem (viz. kapitola 2.7.2)

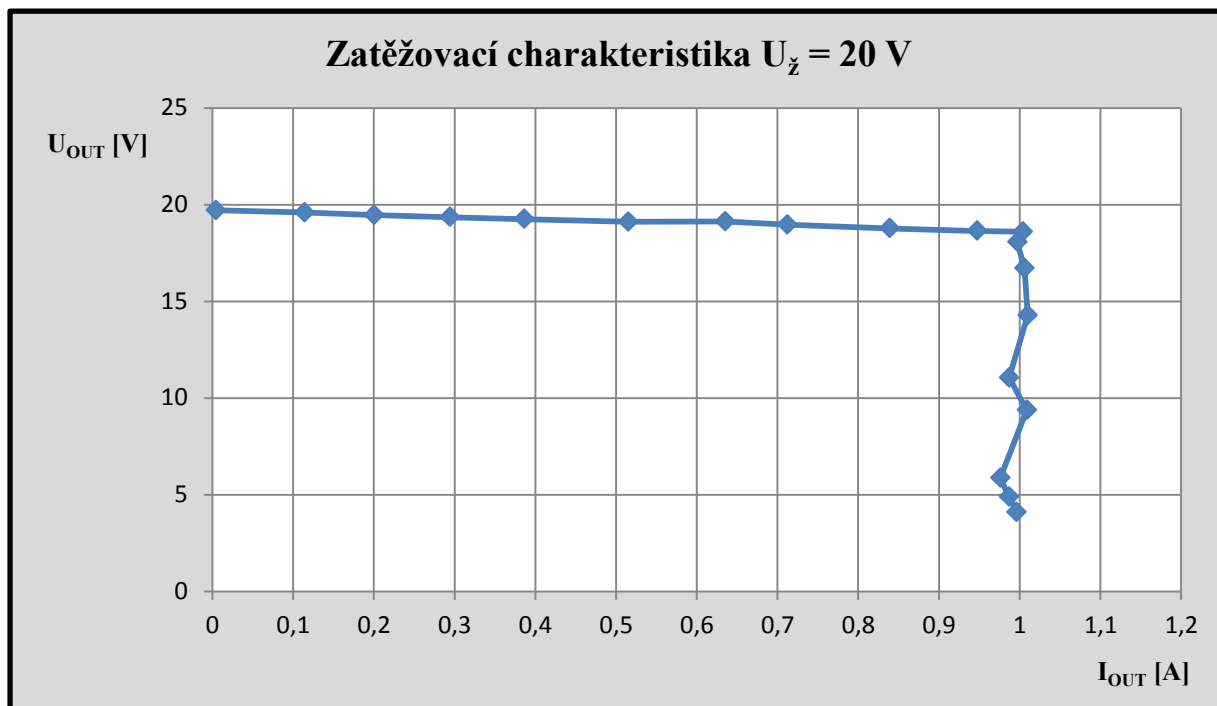
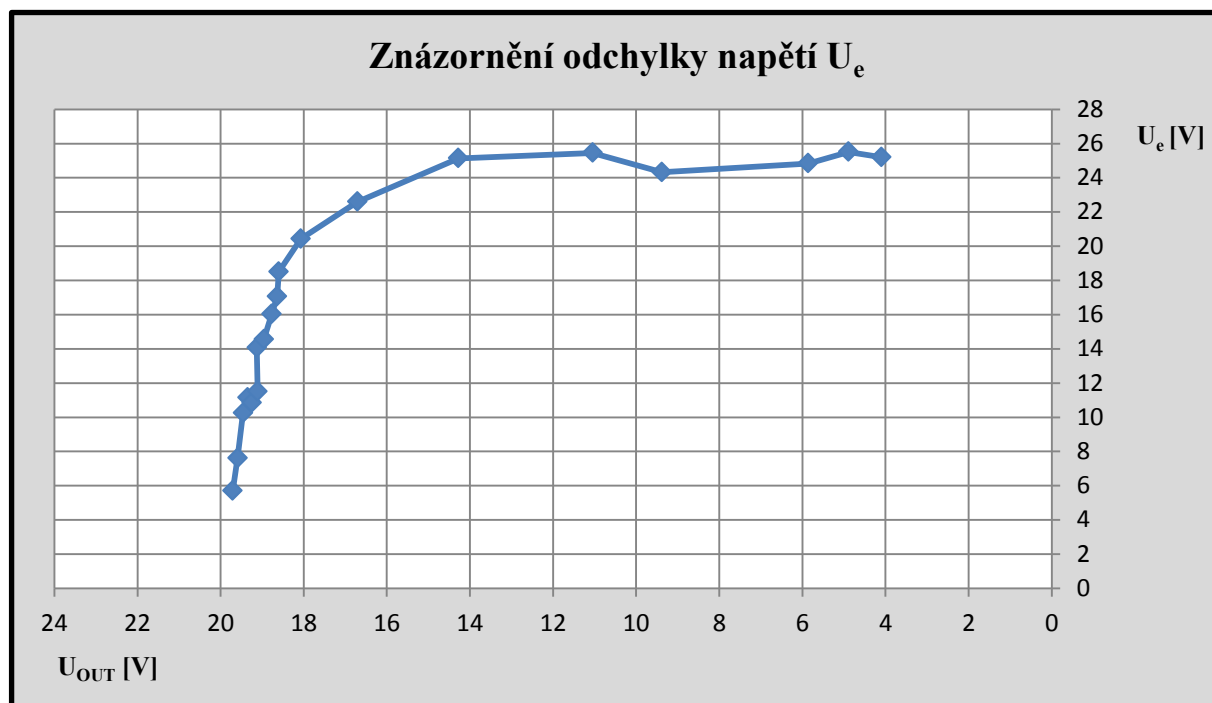
Tab. 5: Naměřené hodnoty při žádané hodnotě 20 V na výstupu.

$I_{IN} [\text{A}]$	$U_M [\text{V}]$	$I_M [\text{A}]$	$U_{OUT} [\text{V}]$	$I_{OUT} [\text{A}]$	$U_e [\text{V}]$
0,002	25,4	0,004	19,71	0,004	5,69
0,054	27,2	0,113	19,59	0,114	7,61
0,106	29,7	0,194	19,46	0,200	10,24
0,154	30,5	0,295	19,35	0,294	11,15
0,224	30,1	0,381	19,25	0,386	10,85
0,265	30,6	0,504	19,11	0,515	11,49
0,386	33,2	0,627	19,13	0,635	14,07
0,446	33,5	0,714	18,96	0,712	14,54
0,535	34,8	0,838	18,77	0,839	16,03
0,622	35,7	0,943	18,64	0,947	17,06
0,655	37,1	1,034	18,60	1,004	18,50
0,709	38,5	0,997	18,07	0,997	20,43
0,799	39,3	1,081	16,71	1,006	22,59
0,762	39,4	1,052	14,28	1,010	25,14
0,647	36,5	0,967	11,05	0,987	25,45
0,577	33,7	0,911	9,38	1,030	24,32
0,530	30,7	0,918	5,86	0,976	24,84
0,649	30,4	1,051	4,89	0,987	25,51
0,513	29,3	1,024	4,10	0,996	25,20

Odchylka měřeného napětí na výstupu U_{OUT} od napětí v meziobvodu U_M je dána vztahem:

$$U_e = U_M - U_{OUT} = 25,4 - 19,71 = 5,69 \text{ V} \quad (40)$$

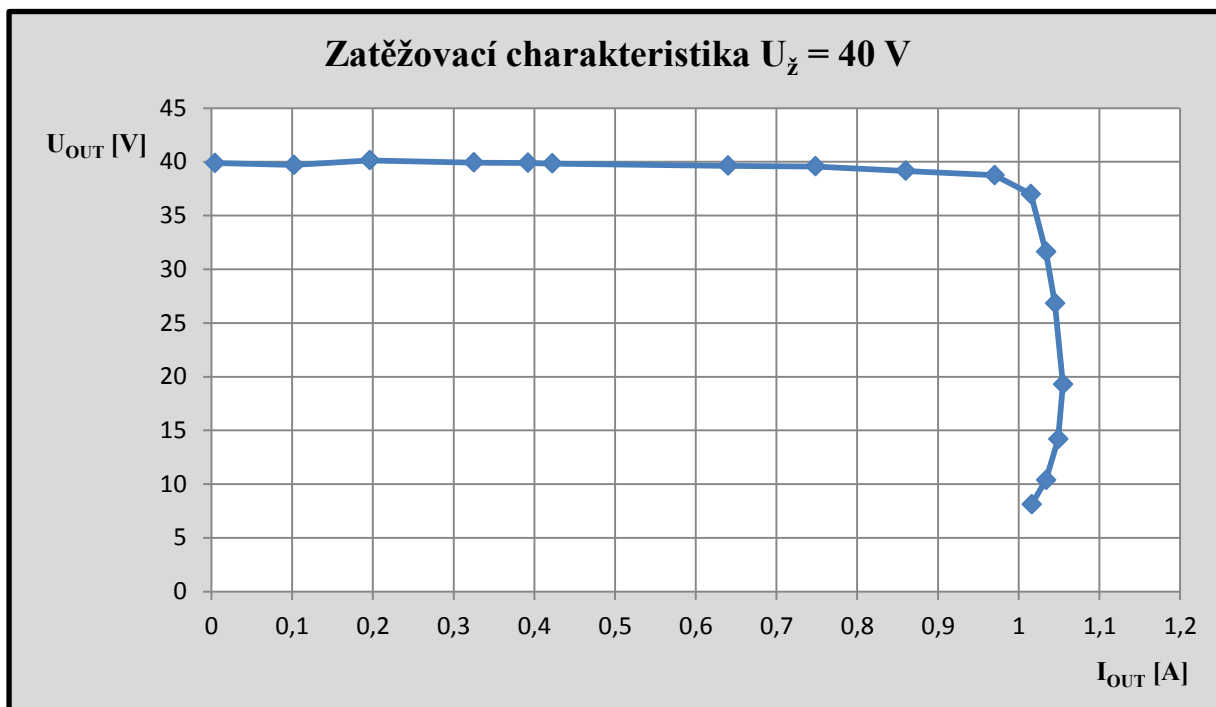
Vzorový výpočet je vztažen k první hodnotě v tabulce.

Obr. 30: Zatěžovací charakteristika při $U_z = 20\text{ V}$.Obr. 31: Graf závislosti odchylky napětí U_e

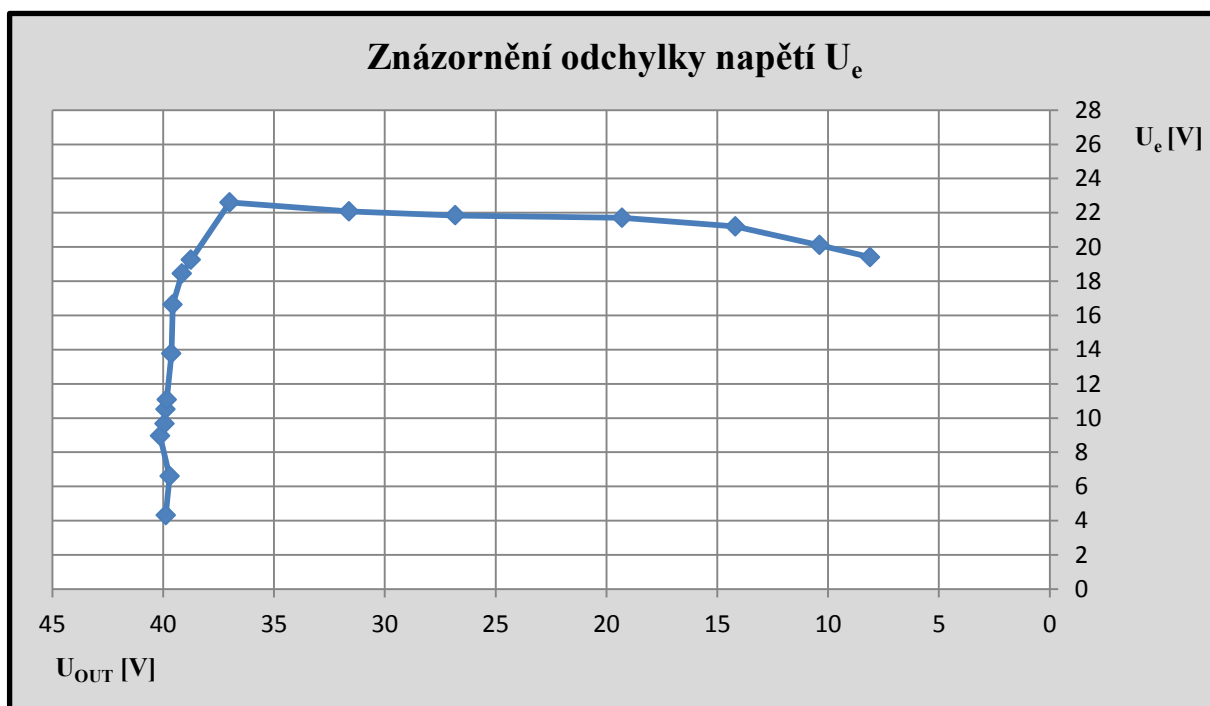
Ve druhém měření byla žádaná výstupní hodnota $U_z = 40 \text{ V}$. Měníč stále pracuje ve snižujícím režimu.

Tab. 5: Naměřené hodnoty při žádané hodnotě 40 V na výstupu.

$I_{IN} [\text{A}]$	$U_M [\text{V}]$	$I_M [\text{A}]$	$U_{OUT} [\text{V}]$	$I_{OUT} [\text{A}]$	$U_e [\text{V}]$
0,001	44,2	0,004	39,88	0,004	4,32
0,058	46,3	0,102	39,71	0,102	6,59
0,157	49,1	0,198	40,14	0,196	8,96
0,320	49,6	0,322	39,93	0,325	9,67
0,370	50,4	0,405	39,90	0,392	10,50
0,448	50,9	0,487	39,84	0,422	11,06
0,587	53,4	0,647	39,63	0,640	13,77
0,729	56,2	0,737	39,57	0,748	16,63
0,819	57,6	0,885	39,15	0,860	18,45
0,924	58,0	1,006	38,75	0,970	19,25
1,251	59,6	1,031	37,00	1,015	22,60
0,912	53,7	1,023	31,62	1,034	22,08
0,784	48,7	1,076	26,82	1,045	21,84
0,769	41,0	1,087	19,30	1,055	21,70
0,680	35,4	1,075	14,19	1,049	21,20
0,674	30,5	1,127	10,38	1,034	20,10
0,644	27,5	1,116	8,10	1,016	19,40



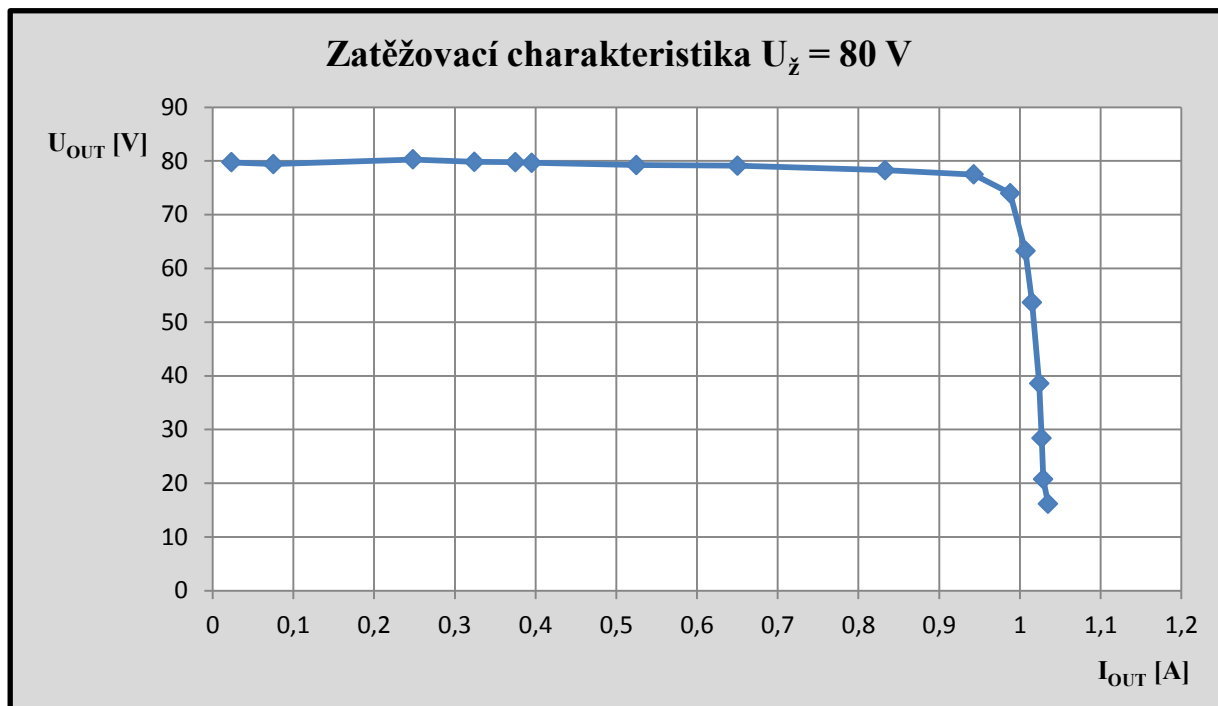
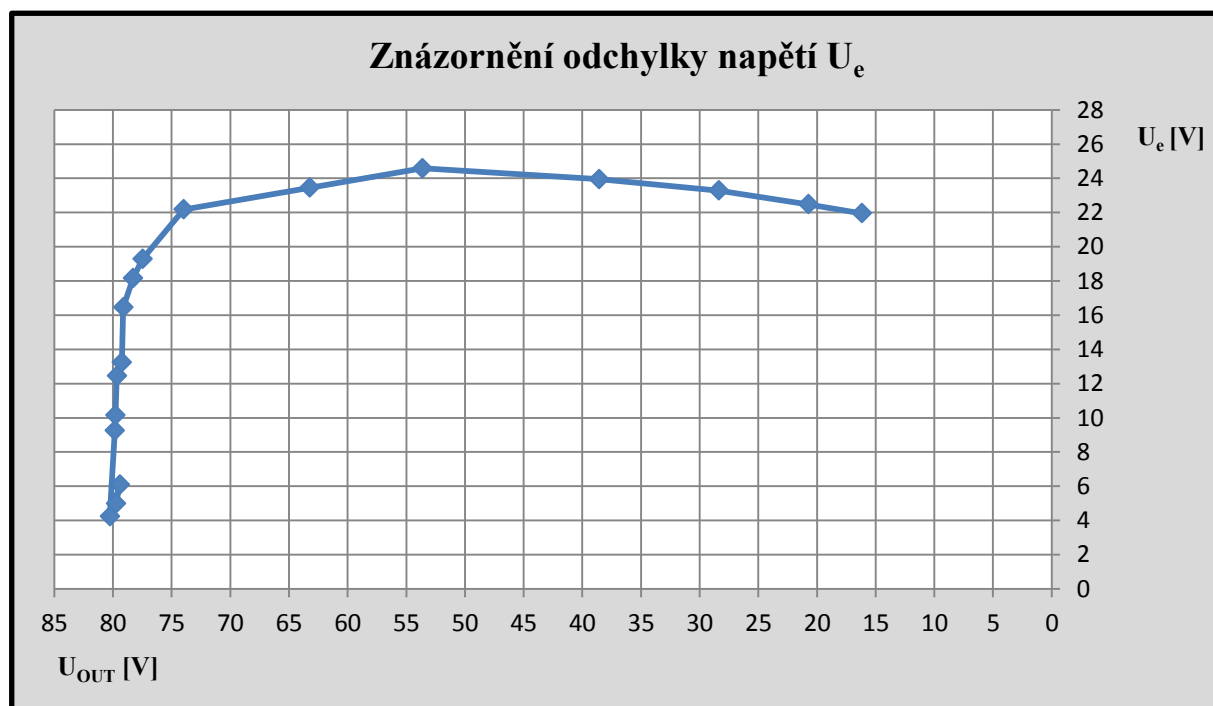
Obr. 32: Zatěžovací charakteristika při $U_z = 40\text{ V}$.



Ve třetím měření byla žádaná výstupní hodnota $U_z = 80 \text{ V}$. Měnič již pracuje ve zvyšujícím režimu.

Tab. 6: Naměřené hodnoty při žádané hodnotě 80 V na výstupu.

$I_{IN} [\text{A}]$	$U_M [\text{V}]$	$I_M [\text{A}]$	$U_{OUT} [\text{V}]$	$I_{OUT} [\text{A}]$	$U_e [\text{V}]$
0,022	84,73	0,015	79,75	0,023	4,98
0,045	85,50	0,055	79,41	0,075	6,09
0,067	84,50	0,215	80,27	0,248	4,23
0,230	89,10	0,312	79,85	0,324	9,25
0,280	89,94	0,358	79,79	0,375	10,15
0,358	92,12	0,372	79,67	0,395	12,45
0,497	92,49	0,521	79,25	0,525	13,24
0,639	95,58	0,642	79,13	0,650	16,45
0,729	96,45	0,866	78,29	0,833	18,16
0,834	96,77	0,987	77,49	0,943	19,28
1,161	96,17	1,012	73,99	0,988	22,18
0,822	86,68	1,004	63,23	1,007	23,45
0,694	78,21	1,057	53,63	1,018	24,58
0,679	62,54	1,068	38,59	1,028	23,95
0,590	51,65	1,056	28,37	1,022	23,28
0,584	43,23	1,108	20,75	1,007	22,48
0,554	38,14	1,097	16,19	0,989	21,95

Obr. 34: Zatěžovací charakteristika při $U_z = 80 \text{ V}$.Obr. 35: Graf závislosti odchylky napětí U_e

Z průběhů na grafech zatěžovacích charakteristik při 20 V, 40 V a 80 V (obr. 30, 32 a 34) je patrné, že při snižování odporu zátěže dochází k nárůstu procházejícího proudu obvodem do doby, dokud se nedostane na limitující hodnotu 1 A. Poté již dle Ohmova zákona klesá napětí na zdroji aby se při snížené hodnotě odporu zátěže udržel maximální proud 1 A.

Při měření odchylky napětí U_e pro jednotlivá výstupní napětí (obr. 31, 33, 35), tedy odchylka mezi výstupním napětím ze zdroje a napětím na meziobvodu. Dle nastavené saturační hodnoty napětí v prostředí FreeMASTER, by měla být odchylka konstantní, tedy 5 V. Je patrné, že to platí ve všech třech měřeních pouze při malé zátěži. Tato zvýšená odchylka dává ucelený pohled na to, že je zapotřebí ještě optimalizovat vazbu mezi předregulátorem a lineárním regulátorem.

4.2. Výpočet výkonů zdroje

Pro další vyhodnocení naměřených hodnot je vhodné vypočítat výkon přenášený předregulátorem a vzhledem k chybové odchylce i ztrátový výkon přenášený výkonovými tranzistory v lineárním regulátoru.

Výkon procházející předregulátorem se vypočítá podle vztahu:

$$P_M = U_M \cdot I_M \quad (41)$$

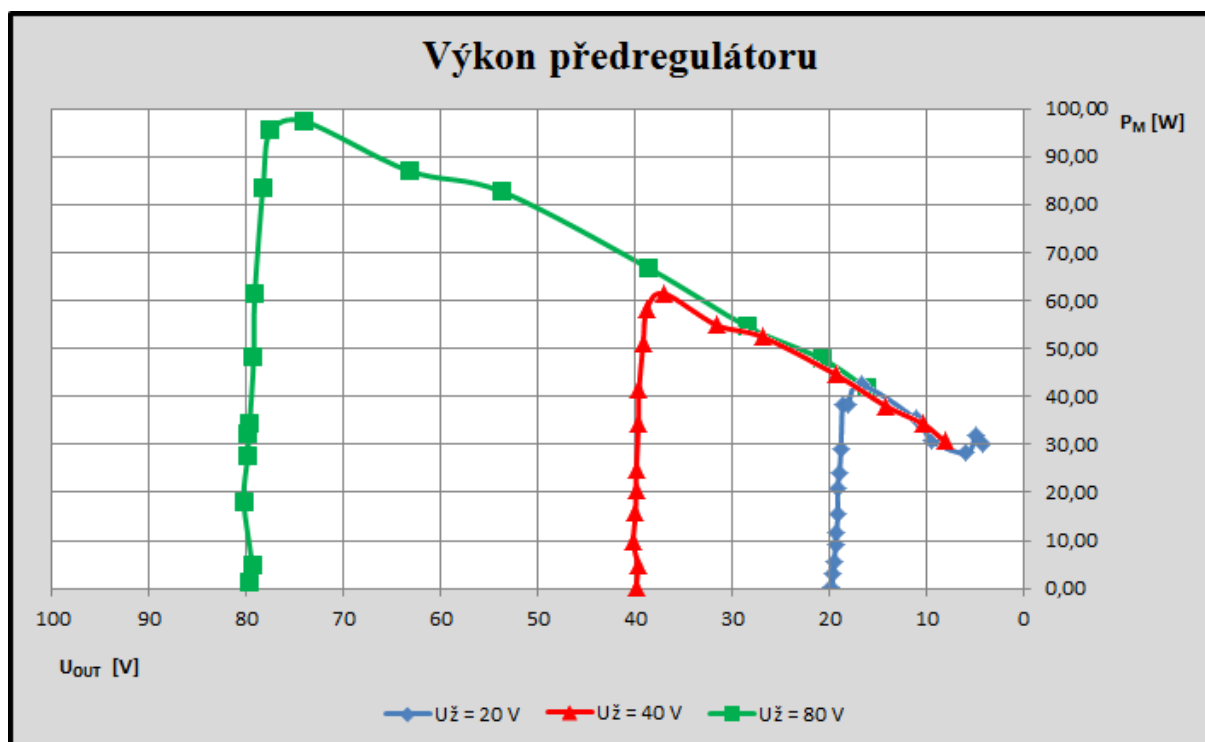
Ztrátový výkon na tranzistorech v lineárním regulátoru se dá přibližně určit podle následujícího vztahu:

$$P_T = (U_M - U_{OUT}) \cdot I_{OUT} \quad (42)$$

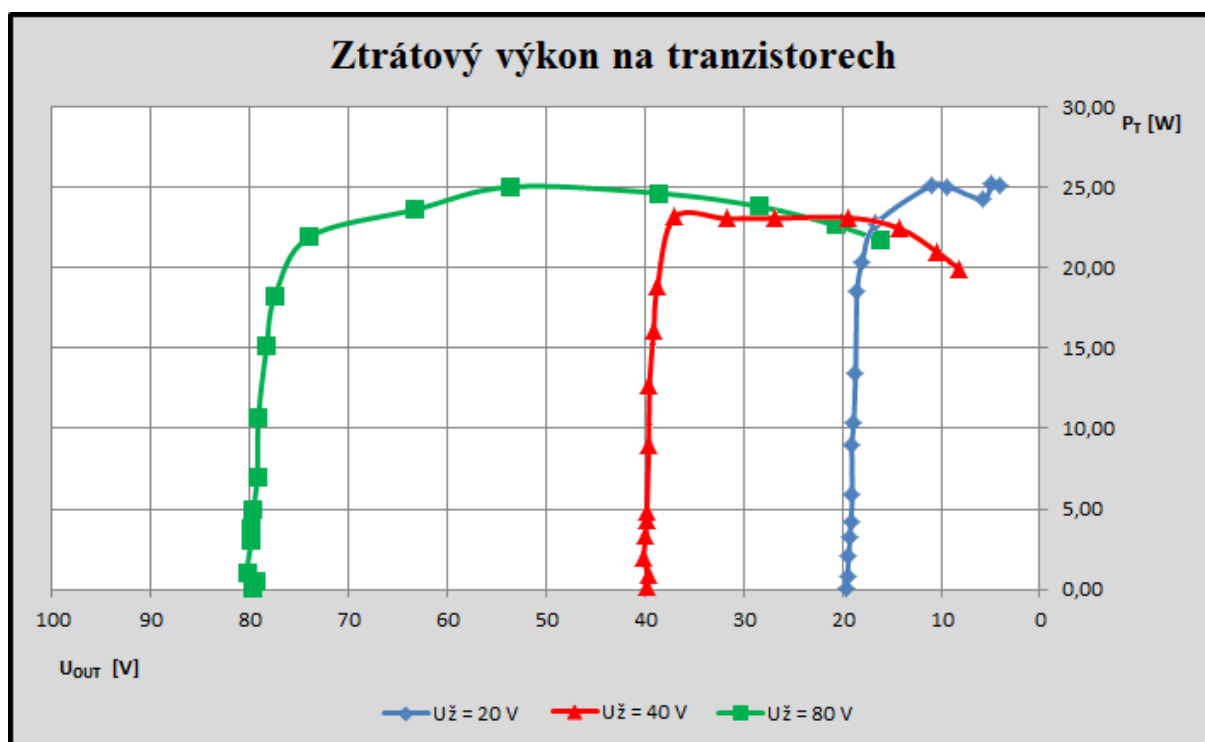
Výpočet se vztahuje k první hodnotě v tabulce pro oba případy.

Tab. 7: Vypočtené výkony na zdroji.

Výkon předregulátoru P_M [W]			Ztrátový výkon na tranzistorech P_T [W]		
$U_z = 20$ V	$U_z = 40$ V	$U_z = 80$ V	$U_z = 20$ V	$U_z = 40$ V	$U_z = 80$ V
0,10	0,18	1,27	0,02	0,02	0,11
3,07	4,72	4,70	0,87	0,67	0,46
5,76	9,72	18,17	2,05	1,76	1,05
9,00	15,97	27,80	3,28	3,14	3,00
11,47	20,41	32,20	4,19	4,12	3,81
15,42	24,79	34,27	5,92	4,67	4,92
20,82	34,55	48,19	8,93	8,81	6,95
23,92	41,42	61,36	10,35	12,44	10,69
29,16	50,98	83,53	13,45	15,87	15,13
38,36	58,35	95,51	18,57	18,67	18,18
38,38	61,45	97,32	20,37	22,94	21,91
42,48	54,94	87,03	22,73	22,83	23,61
35,30	52,40	82,67	25,12	22,86	25,02
30,70	44,57	66,79	25,05	22,89	24,62
28,18	38,06	54,54	24,24	22,25	23,79
31,95	34,37	47,90	25,18	20,80	22,64
30,00	30,69	41,84	25,10	19,71	21,71



Obr. 36: Graf porovnávající výkony při různém žádaném výstupním napětí.



Obr. 37: Graf porovnávající jednotlivé ztrátové výkony na výkonových tranzistorech lineárního regulátoru při různých žádaných hodnotách napětí.

Zbytečně velký přenášený výkon v obvodu předregulátoru (obr. 36) je dán poměrně vysokým napětím předregulátoru oproti výstupnímu napětí jdoucím se zdroje. Jakmile se dostane zdroj do stavu omezování proudu, začne s klesajícím napětím rovněž klesat i výkon.

Velké výstupní napětí, má především za následek velký ztrátový výkon na dvojici výkonových tranzistorů v lineárním regulátoru. Tato závislost je vyjádřena grafem na obr. 37. Při nastavené proudové regulaci 1 A se ztrátový výkon pro všechna tři žádaná napětí ustálí na přibližné hodnotě 25 W. Může za to snižování vstupního napětí do regulátoru jak je tomu popsáno výše.

Závěr

Výsledkem této diplomové práce je návrh a realizace výkonného laboratorního zdroje s takovými parametry, jenž není dostupný na běžném komerčním trhu. Zdroj s takovými parametry má všestranné použití. Dále tato práce může sloužit zároveň i jako návod k realizaci podobného zdroje. Zkoušený laboratorní zdroj se dá rozdělit do dvou hlavních celků, jenž jsou podrobně popsány v jednotlivých kapitolách. Protože jsou oba dva celky řízeny mikropočítačem, je důležitá společná komunikace mezi nimi.

Pro úplnou hardwarovou realizaci je potřeba ke zdroji zapojit vlastní napájecí obvody, které jsou navrženy v příslušných kapitolách. Jelikož je zdroj ve fázi testování a doladování, používají se k tomuto účelu externí napájecí zdroje.

Zdroj principiálně funguje při malé zátěži. Při zvětšování zátěže, tedy snižování elektrického odporu na zátěži dochází zároveň k poruchovému jevu, kdy se zvětšuje napěťová odchylka mezi výstupem z předregulátoru a výstupem z lineárního regulátoru. Kvůli této odchylce se zvětšuje ztrátový výkon v regulátoru a mohlo by při větším zatěžování dojít ke zničení výkonových tranzistorů, které se v tomto obvodu nacházejí.

K optimalizaci zdroje se musí vyřešit několik přetrvávajících problémů, jenž znemožňují správnou funkci zdroje. Krom chyby popsané výše je zapotřebí výkonové prvky regulátoru opatřit chladičem s menším tepelným odporem, dále oba tranzistory by měly mít přibližně stejnou hodnotu zesílení. Dále obvod lineárního regulátoru byl při měření sestaven na kontaktním poli z důvodu jeho doladění. Pro lepší výsledky je zapotřebí obvod sestavit na desce plošných spojů. Návrh této desky najdeme v příloze jak na CD-ROMu, tak i v papírové příloze. Při snímání proudu bylo použito čidlo ACS712, jenž snímanou hodnotu proudu převádí na napětí. Jeho nevýhoda spočívá jeho závislost výstupní hodnoty napětí na napájecím napětí čidla a ovlivňuje tak přesnost měření.

Seznam použité literatury:

- [1] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje I*. Praha: BEN - technická literatura, 1996. ISBN 80-86056-02-3.
- [2] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika, svazek III*. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998. ISBN 80-7082-485-9.
- [3] STANĚK, Pavel. *Návrh lineárního napájecího zdroje s předregulací, Bakalářská práce*. Vysoké učení technické v Praze, 2015.
- [4] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *DC/DC měniče*. Praha: BEN, 2001. ISBN 80-7300-045-8.
- [5] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Lineární napájecí zdroje*. Praha: BEN - technická literatura, 2001. ISBN 80-7300-002-4.
- [6] BABČANÍK, Jan. *Stejnoseměrné zdroje napětí*. Vyvoj.hw.cz. [online]. [cit. 2017-04-28]
Dostupné z: <http://vyvoj.hw.cz/teorie-a-praxe/dokumentace/stejnosemerne-zdroje-napeti.html>
- [7] B250C15000DR. *Místkový usměrňovač*. GME. [online]. [cit. 2017-4-28]
Dostupné z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.227-054.1.pdf>
- [8] B250C15000DR. *Místkový usměrňovač*. DC COMPONENTS CO. [online]. [cit. 2017-04-28]
Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/258734f80fa0847a56ab023da9766e54/mb1505.pdf>
- [9] Filtrační kondenzátor. DMASTER. [online]. [cit. 2017-04-28]
Dostupné z: <http://www.dmaster.wz.cz/postupy/filtr/filtr.htm>
- [10] G20N50C. *MOSFET tranzistor*. VISHAY. [online]. [cit. 2017-04-28]
Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/91382/sihg20n5.pdf>
- [11] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-86056-91-0.
- [12] HFA30PB120. *Rychlá dioda*. VISHAY. [online]. [cit. 2017-04-28]
Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/94069/vs-hfa30pb1.pdf>
- [13] Snubber design. [online]. [cit. 2017-04-28]. Dostupné z:
http://www.deyisupport.com/cfs-file.ashx/___key/telligent-evolution-components-attachments/00-24-01-00-00-06-00-97/snubber-design.pdf
- [14] HCPL-3120. *Budič*. ALIGENT TECHNOLOGIES. [online]. [cit. 2017-04-28]
Dostupné z: <https://lib.chipdip.ru/222/doc000222648.pdf>
- [15] VTX-214-005-105. *AC/DC měnič*. VIGORTRONIX. [online]. [cit. 2017-04-28]
Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1855721.pdf>

- [16] ROE-0515S. *DC/DC měnič*. RECOM. [online]. [cit. 2017-04-28]
Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/468/ROE-766139.pdf>
- [17] ACS712ELCTR-20A-T. *Proudové čidlo*. ALLEGRO. [online]. [cit. 2017-04-28]. Dostupné z:
http://www.farnell.com/datasheets/64754.pdf?_ga=2.94748252.1134455361.1493349716-2121976399.1492895427
- [18] TICHÝ, Tomáš. *Výpočet kombinací odporů + děličů*. [online]. [cit. 2017-04-28]
Dostupné z: <http://www.tichytomas.info/clanek.php?id=37>
- [19] ST13007. *Bipolární tranzistor*. ST. [online]. [cit. 2017-4-28]
Dostupné z: <http://6b.cz/sh.php?7Z3f>
- [20] MCP4922. *D/A převodník*. MICROCHIP. [online]. [cit. 2017-4-28]
Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/22250A.pdf>
- [21] FRDM KL25Z. *Fotografie modulu*. [online]. [cit. 2017-4-28]
Dostupné z: https://media.digikey.com/Photos/Freescale%20Photos/MFG_FRDM-KL25Z.jpg
- [22] FRDM KL25Z. *Popis modulu*. FARNELL. [online]. [cit. 2017-4-28]
Dostupné z: <http://cz.farnell.com/nxp/frdm-kl25z/arm-kinetis-kl25z-freedom-dev/dp/2191861>
- [23] FRDM KL25Z. *Blokové schéma*. FREESCALE. [online]. [cit. 2017-4-28]. Dostupné z:
http://www.farnell.com/datasheets/1994306.pdf?_ga=2.203781968.1314629638.1493250527-2121976399.1492895427
- [24] FRDM KL25Z. *I/O porty*. ARMmbed [online]. [cit. 2017-4-28].
Dostupné z: <https://developer.mbed.org/platforms/KL25Z/>